

Б. Н. ХОХЛОВ

ДЕКОДИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ЦВЕТНЫХ ТЕЛЕВИЗОРОВ

ИЗДАТЕЛЬСТВО «РАДИО и СВЯЗЬ»



Основана в 1947 году
Выпуск 1222

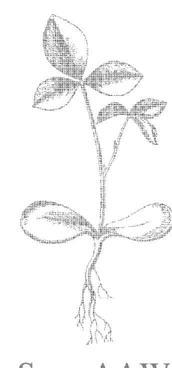
Б.Н.ХОХЛОВ

ДЕКОДИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ЦВЕТНЫХ ТЕЛЕВИЗОРОВ

3-е издание,
переработанное и дополненное



Москва
«РАДИО и СВЯЗЬ»
1998



УДК 621.397.2.037.372:621.397.446
ББК 32.94
Х86

Хохлов Б.Н.
Х86 Декодирующие устройства цветных телевизоров. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1998. — 512 с.; ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1222).

ISBN 5-256-01256-8.

Рассмотрена схемотехника современных декодирующих устройств для цветных телевизоров СЕКАМ, ПАЛ и многостандартных декодеров СЕКАМ/ПАЛ, СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ. Приведены расчеты основных узлов декодеров, их электрические схемы на дискретных элементах и на микросхемах, пути построения декодеров с цифровой обработкой сигнала. Дана методика настройки и измерений основных параметров. Настроящее издание (второе вышло в 1992 г.) дополнено описанием новых систем цветного телевидения, цифровых блоков повышения качества цветного изображения, расширено описание устройства "кадр в кадре", приведены сведения по новым микросхемам для декодеров.

Книга рассчитана на инженеров и техников, занимающихся разработкой и производством цветных телевизоров, на работников ремонтных служб и подготовленных радиолюбителей.

ББК 32.94

Научно-популярное издание
Массовая радиобиблиотека. Выпуск 1222

ХОХЛОВ БОРИС НИКОЛАЕВИЧ

ДЕКОДИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ЦВЕТНЫХ ТЕЛЕВИЗОРОВ

Редактор *И.Н. Суслова*
Художественный и технический редактор *И.Л.Ткаченко*

ИБ №2669

ЛР 010164 от 29.01.97 г.
Подписано в печать с оригинал-макета 20.01.97 Формат 84х108/32 Бумага офсетная № 1 Гарнитура Прагматика Печать офсетная Усл. печ. л. 26,88 Усл. кр.-отт. 27,18 Уч.-изд. л. 28,68 Тираж 2000 экз. Изд. № 23948 Зак. № 46 С-025

Издательство "Радио и связь", 101000, Москва, Почтамт, а/я 693
Типография издательства "Радио и связь", 101000, Москва, Почтамт, а/я 693

ISBN 5-256-01256-8

Предисловие

В октябре 1967 г., почти 30 лет назад, в нашей стране началось цветное телевизионное вещание по системе СЕКАМ. Система СЕКАМ была принята у нас вопреки мнению многих специалистов. Это было не техническое, а чисто политическое решение. Однако, если проанализировать проблему с современных позиций, оказывается, что это решение было в то время единственно правильным. Только система СЕКАМ могла обеспечить неискаженную цветопередачу в условиях огромных расстояний, присущих нашей стране, и низкого качества аппаратуры.

В мире в 60-е годы существовали три цветных телевизионных системы — американская НТСЦ, немецкая ПАЛ и французская СЕКАМ. Никаких более совершенных, а тем более цифровых систем тогда не существовало. Если бы была принята система НТСЦ, наши телезрители видели бы на экране приемников зеленое небо, синюю траву и фиолетовые лица. Если бы приняли систему ПАЛ, наладить массовое производство телевизоров на отечественной элементной базе вообще было бы невозможно. Ведь до настоящего времени у нас так и не удалось организовать массовое производство ультразвуковых линий задержки и кварцевых резонаторов, удовлетворяющих требованиям системы ПАЛ. Кроме того, при передаче сигнала ПАЛ (как и НТСЦ) на большие расстояния цвет на изображении отсутствовал бы из-за искажений в линиях связи.

Но может быть, теперь, когда качество линий связи улучшилось, а комплектующие изделия можно покупать за рубежом, стоит перейти от системы СЕКАМ к ПАЛ. Сторонники такого решения уверены, что это резко повысит качество цветного изображения. В действительности эта точка зрения ошибочна. Если поставить рядом два современных многостандартных цветных телевизора и подать на один из них сигнал СЕКАМ, а на второй — ПАЛ, то даже специалисты при воспроизведении студийных передач и фильмов зачастую не могут определить, какой телевизор работает от сигнала ПАЛ, а какой — от сигнала СЕКАМ. Отличия можно заметить только при просмотре испытательной таблицы, и отличия эти невелики. Кроме того, изменение системы потребует замены всего парка цветных телевизоров СЕКАМ. Поэтому с большой уверенностью можно сказать, что система СЕКАМ сохранится в эксплуатации еще длительное время.

За период с начала цветного телевизионного вещания существенно вырос технический уровень телевизоров, парк которых в России превышает 70 млн. штук. Разработаны микросхемы, заменяющие целые узлы телевизора и обеспечивающие высокие технические параметры и их стабильность во времени.

Значительно сокращено количество подстраиваемых элементов. Ряд подстроек, например баланс белого, сделаны автоматическими. Внедрено управление телевизором от микропроцессора по цифровой шине. Существенные усовершенствования претерпел цветной кинескоп. Благодаря компланарному расположению электронных прожекторов и щелевой маске упростилась задача сведения лучей. Повысилась яркость и контрастность изображения. Увеличился радиус кривизны экрана. Кинескоп стал более плоским. В последнее время появились кинескопы с форматом изображения 16:9, что соответствует формату широкоэкранного кино.

Настоящая книга посвящена одному из основных узлов цветного телевизора — декодирующему устройству, которое преобразует полный цветовой телевизионный сигнал в сигналы основных цветов, управляющие токами электронных лучей кинескопа. Изложены принципы расчета и конструирования декодирующих устройств всех трех действующих систем ЦТ как с аналоговой, так и с цифровой обработкой сигнала. Приведены рекомендации по настройке декодеров и методы измерения их параметров.

Рассмотрены дополнительные узлы телевизора, создающие новые возможности для пользователя. Это блок повышения качества цветного изображения и “кадр в кадре”. Оба узла основаны на использовании цифровой обработки сигнала и памятей на строку и поле.

Значительное внимание в книге уделено описанию специализированных микросхем для декодера и практическим схемам узлов с их использованием. В приложениях даны математические программы для расчета основных узлов декодера и математическая модель цифрового канала цветности СЕКАМ. Книга предназначена для работников предприятий, разрабатывающих и выпускающих цветные телевизоры, студентов радиотехнических факультетов и квалифицированных радиолюбителей.

Список сокращений и обозначений, принятых в книге

АД — амплитудный детектор
АО — амплитудный ограничитель
АТ — аттенюатор
АУ — арифметическое устройство
АЦП — аналого-цифровой преобразователь
БА — блок адресации
БЗ — блок задержки
БК — блок коммутации
БМ — балансный модулятор
БР — буферный регистр
БУ — блок управления
БЦС — блок цветовой синхронизации

В — вычитатель
ВК — выключатель цветности
Г — генератор
ГТ — генератор тока
ГКИ — генератор коммутирующих импульсов
ГФ — гребенчатый фильтр
ГУН — генератор, управляемый напряжением
ДВП — детектор вертикальных переходов
ДД — детектор движения
ДЕЛ — делитель
ДГО — дискретный генератор отсчетов
ДТ — D-триггер
ДМП — демультиплексор
ДПЧ — детектор полустрочной частоты
ДУ — дифференциальный усилитель
ДЧ — делитель частоты
ДШ — дешифратор
ЕН — емкостной накопитель
ЗУ — запоминающее устройство
ЗУП — ЗУ на поле
ЗУС — ЗУ на строку
ЗУПВ — ЗУ с произвольной выборкой
ИНВ — инвертор
ИЦ — интегрирующая цепь
К — ключ
КМП — компандер
КП — компаратор
КЦ — канал цветности
ЛЗ — линия задержки
ЛЗЯ — линия задержки сигнала яркости
М — матрица
МПЛ — мультиплексор
МОД — модулятор
ПД — пиковый детектор
ПРК — преобразователь кодов
ПЧД — преобразователь частоты дискретизации
ПР — параллельный регистр
ПС — пороговая схема
ПФ — полосовой фильтр
Р — регистр
РЕА — реактивный каскад
РЕЗ — резонансный каскад
РК — регулятор контрастности
РН — регулятор насыщенности
РС — реверсивный счетчик
РФ — режекторный фильтр
РЯ — регулятор яркости
С — сумматор
СГ — устройство гашения
СД — синхронный детектор
СИ — селектор импульсов

СК — селектор каналов
СН — устройство накопления
СР — сдвиговый регистр
СТ — счетный триггер
СУ — устройство усреднения
СЧ — счетчик
СФ — цепь фиксации
СЦС — сигнал цветовой синхронизации
Т — триггер
ТШ — триггер Шмитта
У — усилитель
УВХ — устройство выборки и хранения
УЛЗ — ультразвуковая линия задержки
УЧ — удвоитель частоты
ФВ — фазовращатель
ФГ — фильтр Гильберта
ФД — фазовый детектор
ФИ — формирователь импульсов
ФР — регулятор фазы
ФНЧ — фильтр нижних частот
ФЧ — формирователь уровня черного
ЧД — частотный детектор
ЭК — электронный коммутатор
ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь
E'_R; E'_G; E'_B — сигналы основных цветов
E'_{R-Y}; E'_{G-Y}; E'_{B-Y} — цветоразностные сигналы
E'_Y — сигнал яркости
$E_{к.с}$ — напряжение катод-сетка
$E_{П/С}$ — сигнал от распознавателя ПАЛ/СЕКАМ
$E_{упр}$ — управляющее напряжение
D'_R; D'_B — модулирующие сигналы цветности СЕКАМ
U_R; U_B — разделенные сигналы цветности СЕКАМ
E'_u; E'_v — модулирующие сигналы цветности ПАЛ
U_u; U_v — разделенные сигналы цветности ПАЛ
U_0 — прямой сигнал
U_1 — задержанный сигнал
$U_{оп}$ — опорный сигнал
$U_с$ — строчные импульсы
$U_п$ — импульсы полей
$R-Y$; $B-Y$; I; Q — оси декодирования
$f_с$ — частота строк
$f_п$ — частота полей
$f_к$ — частота кадров
$f_{пн}$ — частота поднесущей
$f_т$ — тактовая частота
f_s — частота последовательного резонанса
f_p — частота параллельного резонанса
$\Delta f_з$ — полоса захвата
$\Delta f_у$ — полоса удержания
$\Delta f_ш$ — шумовая полоса

Глава 1
Стандартные системы цветного телевидения

1.1. Телевизионные стандарты черно-белого телевидения

Телевидение в том смысле, как мы теперь понимаем, появилось в конце 30-х годов. Предшественником телевидения был кинематограф. Кинематограф и до настоящего времени остается одним из основных источников программ. В основе и кино и телевидения лежат одни и те же особенности зрительного аппарата человека. Инерционность зрительного восприятия позволила разложить движущееся изображение на последовательность фаз — кадров. Оказалось, что быстрая смена неподвижных кадров создает иллюзию движущегося изображения. Чем ниже частота смены кадров и чем выше яркость изображения, тем заметнее мерцание изображения. При внешней засветке пороговая яркость, т.е. яркость, при которой мерцания находятся на грани заметности, увеличивается. Отметим, что яркость измеряется в нитах или канделлах на квадратный метр. Канделл (свеча) — единица измерения силы света. В немом кинематографе яркость изображения была весьма низкой — менее 10 нит. Но и при такой яркости требовалась частота смены кадров более 30 в секунду. Чтобы уменьшить расход пленки, в обтюратор проектора ввели дополнительный сектор, перекрывающий световой поток, когда пленка неподвижна. Эта мера позволила на первых порах ограничиться частотой кадров 16 в секунду. По мере совершенствования проекционной техники яркость киноизображения увеличивалась, что привело к необходимости увеличения частоты смены кадров. Этого же требовал внедренный в кино звук. Появился новый стандарт частоты смены кадров 24 в секунду, сохранившийся до настоящего времени. При этом частота мерцаний составляет 48 в секунду.

В телевидение изображение передается с помощью специального видеосигнала, первичными датчиками которого являются телекамера, телекинопроектор или видеомагнитофон. Каждый кадр телевизионного изображения состоит из последовательности строк, число которых определяет вертикальную четкость изображения. В отечественном стандарте кадр содержит 625 строк. Формат телевизионного кадра позаимствован из кинематографа и составляет 4/3. Четкость телевизионного изображения измеряется числом телевизионных линий. Для того чтобы обеспечить одинаковую относительную четкость по верти-

кали и горизонтали, на строке должно укладываться 625×4/3≈ 833 элемента (пикселя). Если принять частоту кадров равной 50 Гц, то высшая частота спектра телевизионного сигнала составит

$$f_в = 833 \times 625 \times 50 \times 1/2 = 13{,}02\ МГц\ .$$

Обработка и передача сигнала со столь широкой полосой частот связана со значительными техническими трудностями. Для сокращения полосы частот канала связи в телевидении используется так называемая чересстрочная развертка. Каждый кадр изображения разделяют на два поля и передают сначала все нечетные строки, а потом — все четные. В результате число строк в каждом поле сокращается с 625 до 312,5, а это уменьшает полосу сигнала до 6,5 МГц. Так как нечетные поля заканчиваются половиной 313-й строки, развертка на четных полях начинается с середины экрана. Благодаря этому четные и нечетные поля вместе образуют единый растр, содержащий 625 строк.

В мире существует несколько телевизионных стандартов. В нашей стране принят стандарт D/K: D — для метровых волн, K — для дециметровых. Параметры стандарта нормируются в ГОСТ 7845-79. Длительность строки составляет 64 мкс. Из них 52 мкс приходится на активную часть, где передается информация об изображении, и 12 мкс — на обратный ход строчной развертки. В этот период передается импульс гашения луча и импульс строчной синхронизации. Нулевой уровень видеосигнала соответствует черным участкам изображения. Максимальная амплитуда — это уровень белого. Синхроимпульсы имеют отрицательную полярность и передаются на уровне "чернее черного". После передачи каждого поля следует интервал гашения полей, во время которого передаются уравнивающие импульсы и импульс синхронизации по полям. На четных полях начало синхроимпульса соответствует середине 313-й строки.

Видеосигнал вместе с гасящими и синхроимпульсами называют полным телевизионным сигналом. Этот сигнал на телецентре модулирует несущую передатчика. В стандарте D/K принята негативная модуляция, т.е. максимальный размах высокочастотного сигнала соответствует уровню синхроимпульсов. Для сокращения полосы частот канала нижняя боковая полоса частично подавлена. На частоте, равной частоте несущей изображения +6,5 МГц, располагается несущая звука. В отечественном стандарте принята частотная модуляция несущей звука. Телевизионные сигналы в наземных системах связи передаются в диапазонах метровых и дециметровых волн. Каналы с 1-го по 12-й передаются на метровых волнах и соответствуют диапазонам частот 1—3 (48...230 МГц), каналы с 21-го по 60-й — на ДЦВ и соответствуют диапазонам частот 4—5 (470...790 МГц).

Стандарт D/K принят также в Польше, Болгарии и других странах-участниках бывшего СЭВ, а также в некоторых странах Ближнего Востока. В Западной Европе принят стандарт B/G.

Число строк в кадре — 625. Разнос несущих изображения и звука в нем уменьшен до 5,5 МГц, модуляция несущей изображения негативная, а несущей звука частотная. Во Франции используется стандарт L. Разнос несущих 6,5 МГц, 625 строк. Модуляция несущей изображения — позитивная, а несущей звука — амплитудная. В Великобритании принят стандарт I (625 строк, разнос несущих 6 МГц, негативная модуляция несущей изображения и частотная модуляция несущей звукового сопровождения). Наконец, в США, Канаде и Японии принят стандарт М (525 строк, разнос несущих 4,5 МГц, негативная модуляция в канале изображения и частотная модуляция в канале звука).

Системы цветного телевидения строились на основе рассмотренных стандартов черно-белого телевидения.

1.2. Цветовые видеосигналы и их преобразования

В настоящее время в эксплуатации находятся три совместимые системы цветного телевидения — НТСЦ, ПАЛ и СЕКАМ. Независимо от типа системы датчики сигналов (телевизионные камеры, телекинопроекторы и т.п.) формируют сигналы трех основных цветов: красного E_R, зеленого E_G и синего E_B. Эти же сигналы управляют токами лучей в электронных прожекторах цветного кинескопа телевизора. Изменяя соотношение сигналов на катодах кинескопа, можно получить любой цветовой тон в пределах цветового треугольника, определяемого цветовыми координатами применяемых люминофоров. Законы сложения цветов и методы их измерения составляют предмет науки колориметрии [1.1, 1.2]. Любой цвет характеризуется параметрами — его яркостью и цветностью. В свою очередь, цветность определяется цветовым тоном и цветовой насыщенностью, т.е. степенью разбавленности цвета белым. Для количественной оценки цвета используется прямоугольная система координат *X*-*Y*-*Z*, принятая Международным комитетом по освещенности (МКО) в 1931 г. Обычно ограничиваются двумерным представлением цветового пространства в системе *X*-*Y*. В этой системе координат спектр солнечного света принимает форму кривой (локуса), изображенной на рис.1.1. Цветовые координаты измеряются в относительных единицах, т.е. значения *X* и *Y* не превышают

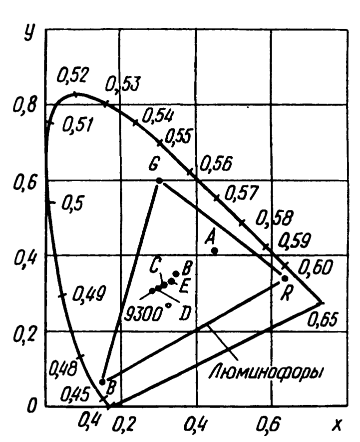


Рис.1.1. Спектральный локус в системе координат $X—Y$

единицы. Насыщенный красный цвет соответствует значениям $X = 0,73$; $Y = 0,26$, зеленый цвет $X = 0,08$; $Y = 0,83$ и синий — $X = 0,017$; $Y = 0,1$. По мере продвижения по цветовому локусу от красного к синему длина волны света уменьшается от 700 нм ($700 \cdot 10^{-9}$ м = 0,7 мкм) до 380 нм. Центральная область цветовой диаграммы соответствует белым цветам. Обычно в качестве белого принимается цвет свечения абсолютно черного тела, нагретого до определенной температуры. В цветном телевидении приняты стандартные значения координат белого, обозначаемые буквами. Белое *A* ($X = 0,447$; $Y = 0,407$; $T = 2848$ К), белое *B* ($X = 0,348$; $Y = 0,351$; $T = 4800$ К), белое *E* ($X = 0,333$; $Y = 0,333$; $T = 5700$ К), белое *C* ($X = 0,310$; $Y = 0,316$; $T = 6500$ К), белое *D* ($X = 0,300$; $Y = 0,310$; $T = 7500$ К), белое D_{6500} ($X = 0,313$; $Y = 0,329$), а также белое 9300 К ($X = 0,281$; $Y = 0,311$). При движении точки от белого к цветовому локусу увеличивается цветовая насыщенность. Угол, под которым проводится радиус, определяет цветовой тон. Цветов, имеющих бóльшую насыщенность, чем спектральные, не существует. Координаты всех реальных цветов лежат внутри спектрального локуса. При смешении двух цветов получается третий цвет, координаты которого лежат на линии, соединяющей координаты исходных цветов, ближе к цвету, имеющему бóльшую интенсивность (закон рычага). При сложении красного с зеленым получается желтый или оранжевый. Сложение зеленого с синим дает голубой цвет. Наконец, складывая красный с синим, получаем пурпурный (фиолетовый). Если на цветовой диаграмме провести прямую через точку, координаты которой соответствуют выбранному белому, то ее пересечения с локусом дадут координаты двух дополнительных цветов, образующих при сложении белый. Дополнительными являются зеленый и пурпурный цвета, красный и голубой, синий и желтый.

Из трех сигналов основных цветов получают сигнал яркости E_Y, соответствующий видеосигналу черно-белого телевидения:

$$E_Y = rE_R + gE_G + bE_B. \tag{1.1}$$

Значения коэффициентов *r, g, b* определяются координатами основных цветов и выбранного белого.

В американской системе цветного телевидения НТСЦ выбрано белое *C* и основные цвета со следующими координатами:

красный	$X = 0,670$;	$Y = 0,330$;
зеленый	$X = 0,210$;	$Y = 0,710$;
синий	$X = 0,140$;	$Y = 0,080$.

При этом для получения белого *C* должно выполняться следующее соотношение сигналов основных цветов:

$$E_Y = 0,299E_R + 0,587E_G + 0,114E_B. \tag{1.2}$$

Для европейских систем цветного телевидения ПАЛ и СЕКАМ приняты белое D и основные цвета с координатами:

красный	$X = 0{,}640$;	$Y = 0{,}330$;
зеленый	$X = 0{,}290$;	$Y = 0{,}600$;
синий	$X = 0{,}150$;	$Y = 0{,}060$.

Эти значения близки к координатам основных цветов люминофоров современных кинескопов:

красный	$X = 0{,}635$;	$Y = 0{,}340$;
зеленый	$X = 0{,}305$;	$Y = 0{,}600$;
синий	$X = 0{,}150$;	$Y = 0{,}060$.

Белое D получается при следующем соотношении сигналов основных цветов:

$$E_Y = 0{,}223E_R + 0{,}706E_G + 0{,}071E_B .$$

Однако по ряду причин для расчетов в системах ПАЛ и СЕКАМ используют выражение (1.2).

Если из сигнала основного цвета вычесть его яркость, то получится так называемый цветоразностный сигнал:

$$\begin{aligned} E_{R-Y} &= E_R - E_Y = E_R - 0{,}299E_R - 0{,}587E_G - 0{,}114E_B = \\ &= 0{,}701E_R - 0{,}587E_G - 0{,}114E_B. \end{aligned} \qquad (1.3)$$

Аналогично

$$E_{B-Y} = E_B - E_Y = -0{,}229E_R - 0{,}587E_G + 0{,}886E_B . \qquad (1.4)$$

Сигналы основных цветов — это широкополосные видеосигналы, занимающие полосу частот около 6 МГц каждый. Чтобы их передать, необходимо занять три телевизионных канала. Цветоразностные сигналы могут иметь существенно более узкую полосу частот (около 1,5 МГц). Это объясняется тем, что зрительный аппарат человека обладает высокой разрешающей способностью для черно-белых деталей и низкой — для цветных. Поэтому во всех используемых системах цветного телевидения передаются черно-белый сигнал E_Y и два цветоразностных сигнала E_{R-Y} и E_{B-Y}. Третий цветоразностный сигнал E_{G-Y} можно восстанавливать в приемнике. Действительно,

$$E_Y = 0{,}229(E_{R-Y} + E_Y) + 0{,}587(E_{G-Y} + E_Y) + 0{,}114(E_{B-Y} + E_Y) .$$

Пусть $E_Y = 0$. Тогда $0 = 0{,}299E_{R-Y} + 0{,}587E_{G-Y} + 0{,}114E_{B-Y}$. Отсюда

$$E_{G-Y} = -\frac{0{,}299}{0{,}587}E_{R-Y} - \frac{0{,}114}{0{,}587}E_{B-Y} = -0{,}509E_{R-Y} - 0{,}194E_{B-Y} . \qquad (1.5)$$

В качестве контрольного сигнала в цветном телевидении используется сигнал цветных полос. Этот сигнал в активный интервал строки содержит восемь участков, соответствующих белому, желтому, голубому, зеленому, пурпурному, красному, синему и черному цветам, т.е. три основных и три дополнительных цвета. Сигнал красного E_R равен максимальному значению на белой, желтой, пурпурной и красной полосах, т.е. на тех цветах, в состав которых входит красный цвет. Сигнал синего E_B равен максимальному значению на белой, голубой, пурпурной и синей полосах. Сигнал E_G максимален на белой, желтой, голубой и зеленой полосах. Сигнал яркости E_Y (рис.1.2,*а*) имеет вид ступенчатой линии. Он максимален на белой полосе и уменьшается до нуля на черной. Если принять максимальные значения сигналов E_Y, E_R, E_G, E_B за единицу, то из уравнения (1.2) легко найти значения сигнала E_Y на всех полосах. На синей по-

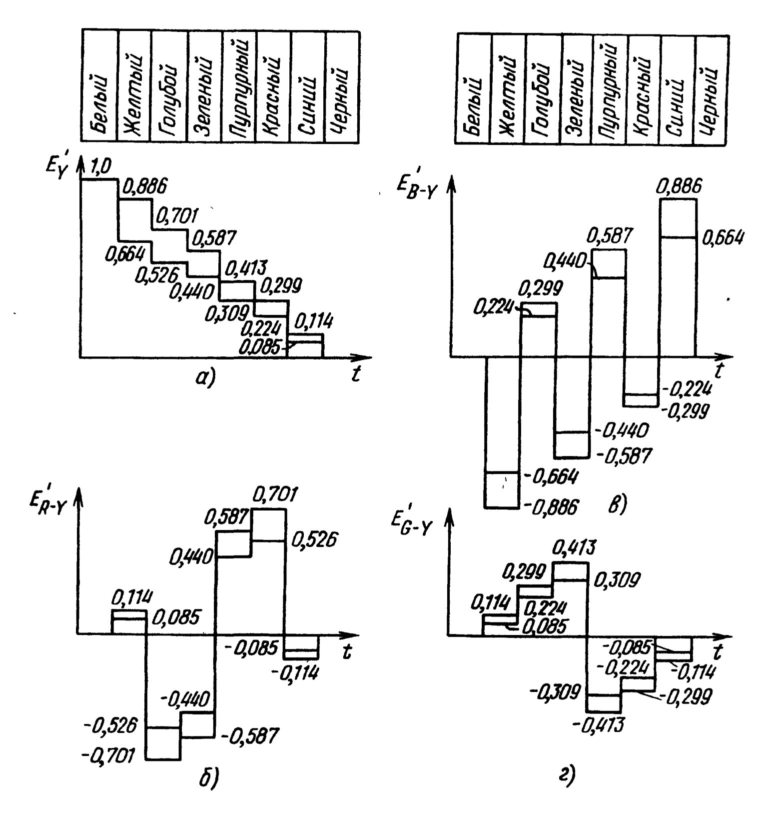


Рис.1.2. Формы видеосигналов при передаче изображения цветных полос со 100%- и 75%-ной яркостью:

а — яркостный сигнал; б — цветоразностный сигнал E'_{R-Y}; в — цветоразностный сигнал E'_{B-Y}; г — цветоразностный сигнал E'_{G-Y}

лосе E_R и E_G равны нулю. Поэтому $E_Y = 0{,}114E_B = 0{,}114$. На красной полосе $E_Y = 0{,}299$. При передаче пурпурной полосы действуют составляющие E_R и E_B. Поэтому $E_Y = 0{,}299E_R + 0{,}114E_B = 0{,}413$. Аналогичным образом находятся значения сигнала яркости на полосах остальных цветов, как это показано на рис.1.2. Следует отметить, что ступеньки сигнала E_Y при передаче изображения цветных полос имеют разную высоту и поэтому не могут использоваться для измерения нелинейности тракта.

Цветоразностные сигналы получаются вычитанием сигнала яркости из сигналов основных цветов. Там, где нет окраски, т.е. на белом и черном, цветоразностные сигналы равны нулю. На красной полосе сигнал $E_{R-Y} = 1 - 0{,}299 = 0{,}701$. Это максимальное значение сигнала E_{R-Y} при 100%-ной яркости. Сигнал E_{B-Y} на синей полосе имеет амплитуду $E_{B-Y} = 1 - 0{,}114 = 0{,}886$. Это максимальное значение сигнала E_{B-Y}. Аналогичным образом находят значения цветоразностных сигналов на остальных полосах. Обычно цветные полосы передаются при меньшей насыщенности цвета, соответствующей 75%-ной яркости. Все цветоразностные сигналы при передаче изображения цветных полос симметричны относительно оси времени. Такой выбор последовательности цветов сделан намеренно, чтобы при использовании испытательного сигнала уменьшить искажения из-за потери постоянной составляющей.

Зависимость яркости свечения люминофора кинескопа от напряжения модуляции имеет нелинейный характер:

$$\textit{Яркость} = K \cdot E^{\gamma} .$$

Чтобы компенсировать эти искажения, сигналы основных цветов на передающей стороне подвергают так называемой гамма-коррекции. Для этого сигналы в специальном блоке возводят в степень $1/\gamma$.

Для системы НТСЦ $\gamma = 2{,}2$. Для европейских стандартов $\gamma = 2{,}8$.

У современных кинескопов $\gamma = 2{,}7...2{,}9$. Сигналы, прошедшие гамма-коррекцию, обозначают штрихом, например E'_R, E'_{B-Y} и т.д.

В системах НТСЦ, ПАЛ и СЕКАМ цветовая информация передается с помощью специальной поднесущей, промодулированной тем или иным методом цветоразностными сигналами. Различия между системами и состоят в методах модуляции. Частота цветовой поднесущей лежит в пределах спектра сигнала яркости. Поэтому важной задачей в приемнике является разделение сигналов яркости и цветности.

1.3. Система НТСЦ

Система НТСЦ — первая система цветного телевидения, нашедшая практическое применение. Разработана она в США национальным телевизионным комитетом стандартов (отсюда происходит название) и принята для вещания в 1953 г. В настоящее время вещание по этой системе ведется кроме США также

в Канаде, Японии, Республике Куба и ряде стран Центральной и Южной Америки (см. прилож. 11). При создании системы НТСЦ были разработаны основные принципы передачи цветного изображения по телевидению, которые в той или иной степени использованы во всех последующих системах [1.3].

В системе НТСЦ полный цветовой телевизионный сигнал содержит в каждой строке составляющую яркости E'_Y и сигнал цветности, передаваемый с помощью поднесущей, лежащей в полосе частот сигнала яркости. Поднесущая промодулирована в каждой строке двумя сигналами цветности, например цветоразностными сигналами E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Чтобы сигналы цветности не создавали взаимных помех, в системе НТСЦ применена квадратурная балансная модуляция. Рассмотрим ее особенности.

Обычный амплитудно-модулированный (АМ) сигнал может быть представлен как сумма несущей и боковых составляющих. При модуляции синусоидальным сигналом

$$u(t) = U_н \cos \omega_н t + U_{мод} \cos(\Omega + \omega_н)t + U_{мод} \cos(\Omega - \omega_н)t\,, \quad (1.6)$$

где $\omega_н$ — несущая частота; Ω — частота модулирующего сигнала; $U_{мод}$ — амплитуда модулирующего сигнала.

Использование АМ в цветном телевидении нецелесообразно, так как при отсутствии сигналов цветности поднесущая сохраняется, что создает мешающую сетку на черно-белых участках цветного изображения. Этот недостаток устраняется, если применить АМ с подавленной несущей, при которой в сигнале остаются только боковые составляющие:

$$u(t) = \frac{U_{мод}}{2}\cos(\Omega + \omega_н)t + \frac{U_{мод}}{2}\cos(\Omega - \omega_н)t = U_{мод}\cos\Omega t\,\cos\omega_н t\,. \quad (1.7)$$

На рис.1.3,*б* показано, что АМ сигнал с подавленной несущей может быть представлен как геометрическая сумма амплитуд боковых составляющих, вращающихся в противоположные стороны с круговой частотой Ω. Если амплитуды боковых составляющих одинаковы, то суммарный вектор, соответствующий амплитуде огибающей модулированного сигнала, меняется от значения $-U_{мод}$ до $+U_{мод}$, но всегда совпадает с направлением *c–d*. Мгновенное значение сигнала определяется проекцией результирующего вектора на ось, проходящую через начало координат 0 и вращающуюся с частотой $\omega_н$. Амплитуда огибающей сигнала на выходе модулятора (рис.1.3,*в*) равна амплитуде модулирующего сигнала. При отсутствии модулирующего сигнала сигнал на выходе модулятора равен нулю. Это полностью исключает помехи от поднесущей на неокрашенных участках цветного изображения. При одинаковом размахе высокочастотного сигнала на выходе модулятора использование АМ с подавленной несущей позволяет передать вдвое бо́льшую амплитуду модулирующего сигнала, чем при обычной АМ. Поэтому модуляция с по-

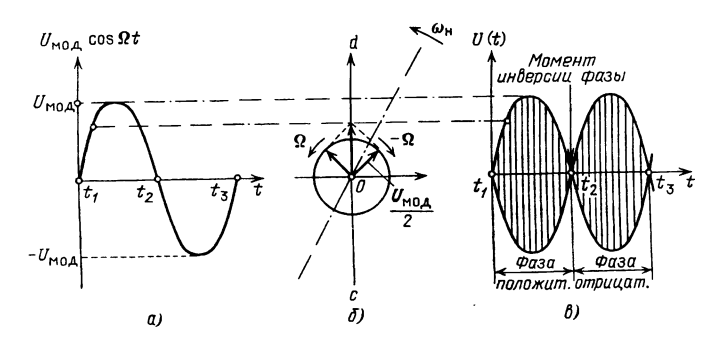


Рис.1.3. Амплитудная модуляция с подавленной несущей:
а — модулирующий сигнал; б — векторограмма балансно-модулированного сигнала; в — форма сигнала на выходе модулятора

давленной несущей дает выигрыш 6 дБ для отношения сигнал-шум.

Существуют разные методы получения АМ сигнала с подавленной несущей. В системе НТСЦ для этого применяют симметричные балансные модуляторы. Недостаток модуляции с подавленной несущей состоит в усложнении демодулятора. При этом обычный детектор огибающей оказывается непригодным. Информация о полярности модулирующего сигнала содержится в фазе высокочастотного заполнения модулированного сигнала. На участке, где модулирующий сигнал положителен ($t_1 - t_2$ на рис.1.3,*а*), высокочастотное заполнение совпадает по фазе с подавленной несущей. В момент изменения полярности модулирующего сигнала t_2 высокочастотное заполнение меняет фазу на 180°. Для демодуляции АМ сигнала с подавленной несущей на приемной стороне необходимо восстановить подавленную несущую (или поднесущую) с правильной фазой. В сигнале НТСЦ для этого на обратном ходу по строкам передаются пакеты немодулированной поднесущей, или так называемые вспышки. Демодулятор АМ сигнала с подавленной несущей — это синхронный детектор. Напряжение на его выходе пропорционально проекции вектора входного сигнала на вектор опорной поднесущей. Если угол между этими векторами равен нулю, демодулированный сигнал имеет положительную полярность, если векторы повернуты на 180°, выходной сигнал отрицателен. В том случае когда угол между векторами равен 90° (векторы квадратурны), выходной сигнал равен нулю. Эта особенность рассматриваемой модуляции позволяет передать с помощью одной поднесущей два независимых сигнала цветности. Для этого сигналы цветности подаются на два балансных модулятора, поднесущая на которые поступает со сдвигом по фазе на 90°. На выходах модуляторов выделяются два балансно-модулированных сигнала U_R и U_B с подавленными поднесущими, фазовый угол между которыми составляет 90° (рис.1.4,*а*). Если эти сигналы сложить (рис.1.4,*б*), то получится суммарный сигнал U, фаза которого определяется амплитудами и полярнос-

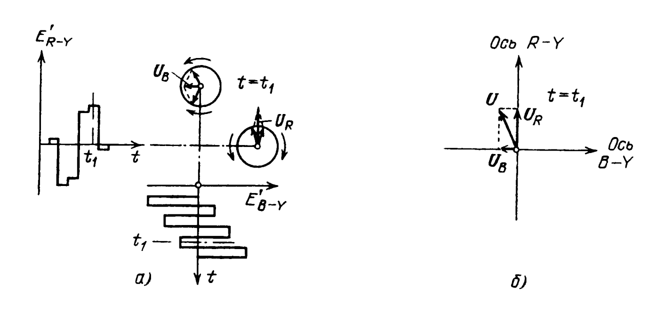


Рис.1.4. Формирование сигнала с квадратурной модуляцией:
а — два балансно-модулированных сигнала, сдвинутых на угол 90°;
б — суммарный сигнал с квадратурной модуляцией

тью цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Когда оба модулирующих сигнала положительны, суммарный вектор U находится в первом квадранте. При изменении полярности сигнала E'_{B-Y} вектор переходит во второй квадрант (как это показано на рис.1.4,*б*). Третий квадрант соответствует отрицательной полярности обоих модулирующих сигналов. Наконец, когда сигнал E'_{B-Y} положителен, а E'_{R-Y} отрицателен, суммарный вектор переходит в четвертый квадрант. Если цветоразностные сигналы уменьшаются при сохранении их соотношения, то фаза суммарного вектора не меняется, а лишь уменьшается его амплитуда. Такой тип модуляции получил название квадратурной, поскольку балансно-модулированные составляющие U_R и U_B сдвинуты на 90° и не оказывают влияния друг на друга.

Цветовой тон и насыщенность передаваемого участка изображения однозначно определяются фазой и амплитудой суммарного вектора U. За начало отсчета фазы принято положительное направление сигнала U_B (ось $B—Y$). Поэтому каждому цвету соответствует определенный угол вектора U, как это показано на рис.1.5. Необходимая для восстановления опорной поднесущей на приемной стороне вспышка поднесущей (восемь периодов) передается с фазой, соответствующей отрицательному направлению оси $B—Y$ (угол 180°). Так как при отсутствии цветоразностных сигналов сигнал цветности равен нулю, в системе НТСЦ на неокрашенных участках цветного изображения полностью отсутствует мешающая сетка, создаваемая поднесущей. На цветовых полях высокочастотное заполнение сигнала цветности, имеющее частоту цветовой поднесущей, создает помехи. Чтобы уменьшить эти помехи, в канал яркости включают режекторный фильтр, подавляющий участок спектра вблизи цветовой поднесущей, и определенным образом выбирают само значение частоты поднесущей. Синусоидальная помеха, создаваемая поднесущей в сигнале яркости, вызывает на каждой строке изменения яркости, чередующиеся с периодом, равным периоду поднесущей. Заметность этой помехи тем меньше, чем выше частота поднесущей (помеха становится мелкоструктурной). Если частота поднесущей кратна частоте строк, то на со-

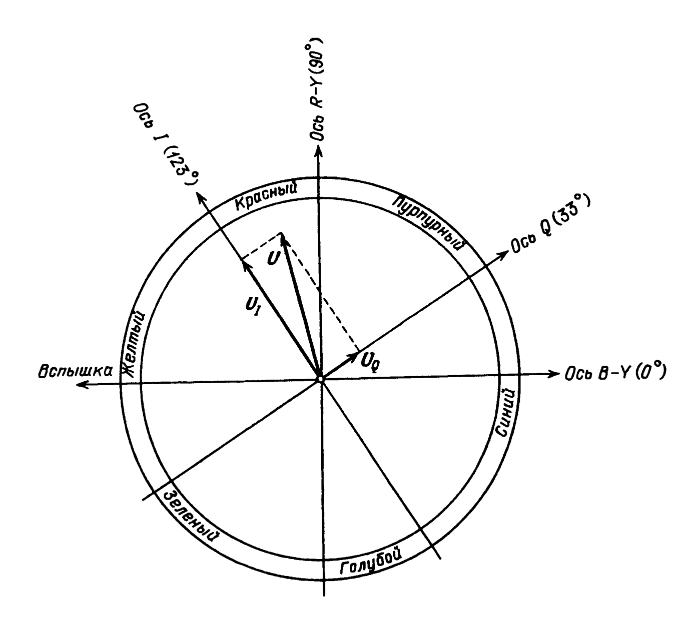


Рис.1.5. Положение осей декодирования НТСЦ

седних строках более яркие и более темные участки, создаваемые поднесущей, располагаются точно друг под другом. В результате помеха от поднесущей принимает вид вертикальных полос, хорошо заметных визуально.

Заметность поднесущей получается минимальной, когда ее частота равна нечетной кратной полустрочной частоты:

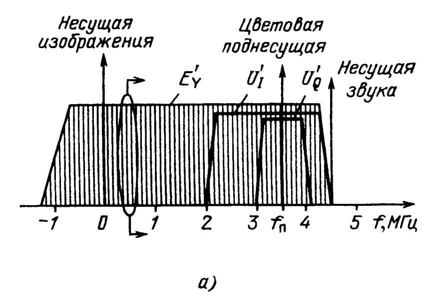
$$f_{пн} = \frac{(2k+1)}{2} f_c \, . \tag{1.8}$$

При этом против максимумов яркости в четных строках располагаются минимумы яркости в нечетных строках. Помеха от поднесущей на каждом поле принимает вид шахматного рисунка, образованного яркими и темными точками. На последующих кадрах положения ярких и темных точек меняются местами. Из-за послесвечения люминофоров кинескопа и инерционности зрительного аппарата человека помехи частично компенсируются.

В системе НТСЦ частота строк составляет 15734,264 Гц, а частота полей 59,94 Гц. Частота цветовой поднесущей выбрана равной 455-й гармонике полустрочной частоты:

$$f_{пн} = 455 f_c \,/\, 2 = 3{,}579545 \text{ МГц.} \tag{1.9}$$

Весь спектр полного цветового видеосигнала НТСЦ простирается до частоты несущей звукового сопровождения 4,5 МГц



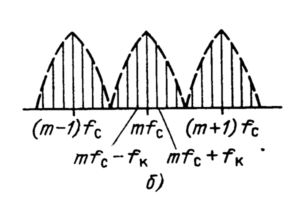


Рис.1.6. Огибающая спектра полного цветового телевизионного сигнала НТСЦ (*а*) и структура спектра сигнала яркости (*б*)

(рис.1.6,*а*). Дискретизация изображения по строкам приводит к тому, что спектр сигнала яркости состоит из гармоник строчной частоты f_c, $2f_c$, $3f_c$,...,mf_c, $(m+1)f_c$,... (рис.1.6,*б*). Дискретизация изображения по кадрам расщепляет спектральные составляющие сигнала яркости на линии, сдвинутые на частоту кадров $f_к$. Значение частоты гармоник цветовой поднесущей НТСЦ можно записать:

Таким образом, спектральные линии сигнала цветности располагаются посредине между спектральными линиями сигнала яркости (рис.1.7,*а*). Дискретизация изображения по кадрам вызывает расщепление спектральных линий сигнала цветности, как это показано на рис.1.7,*б*.

Спектр телевизионного сигнала может быть представлен в трехмерной пространственно-временной системе координат (рис.1.8,*а*). По осям f_x и f_y откладываются горизонтальная и вертикальная пространственные частоты, выражаемые числом периодов соответственно на ширину и высоту изображения. По оси f_t откладывается частота в герцах. Дискретные составляющие спектра сигнала яркости при таком представлении примут вид линий, параллельных оси f_x. Расстояние между ними в направлении f_t равно частоте кадров (для НТСЦ — 29,97 Гц), а в направлении f_y — (1/59,94)/(1/15734,264) = 262,729 периода на высоту.

Структура пространственно-временного спектра сигнала яркости одинакова для всех систем цветного телевидения. Отли-

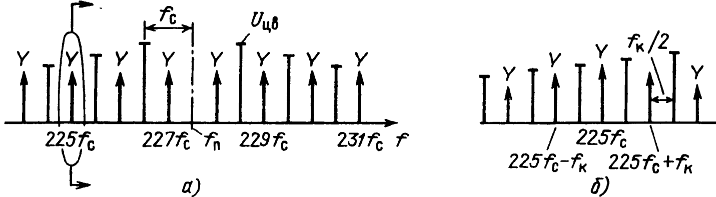


Рис.1.7. Структура спектра сигнала НТСЦ в области частот, где присутствует сигнал цветности:

а — в масштабе строк; б — в масштабе кадров

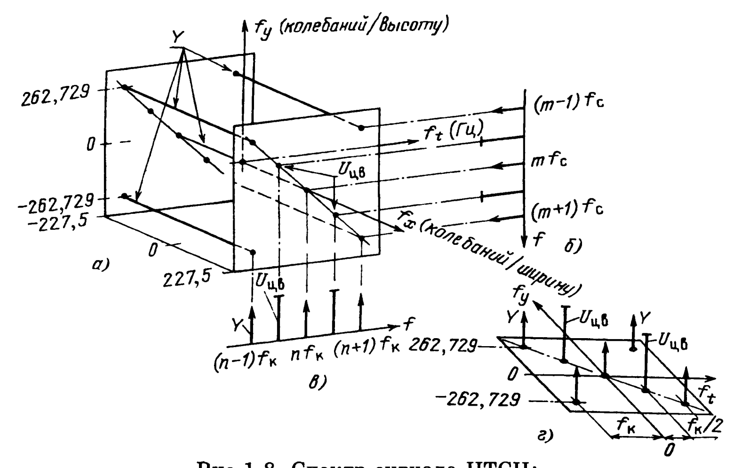


Рис.1.8. Спектр сигнала НТСЦ:

а — пространственно-временное представление; б, в — одномерное представление; г — вертикально-временное представление

чия имеют количественный характер и определяются значениями строчной и кадровой частот. Форма пространственно-временного спектра сигнала цветности зависит от системы ЦТ. Для стандарта НТСЦ на ширине изображения укладывается (1/15734,264 Гц)/(1/3579545 Гц) = 227,5 периодов поднесущей. Поэтому спектр сигнала цветности расположен в плоскостях, сдвинутых по оси f_x на ±227,5 периодов на ширину (рис.1.8,*а*).

Спектральные составляющие сигнала цветности показаны в этих плоскостях точками, обозначенными $U_{цв}$. На рис.1.8,*а* представлен лишь локальный участок пространственно-временного спектра, который в действительности продолжается в направлении осей f_y и f_t. При этом структура спектра периодически повторяется.

В большинстве случаев для анализа разделительных фильтров яркость-цветность достаточно использовать двумерную проекцию пространственно-временного спектра на плоскость f_y–f_t, показанную на рис.1.6,*г*.

Одномерной амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) обычного полосового фильтра сигнала цветности, показанной на рис.1.9,*а*, в пространственно-временных координатах соответствуют два объема, заключенных между плоскостями, перпендикулярными оси f_x (рис.1.9,*б*).

Следует отметить, что, в отличие от одномерных спектров, по осям f_x и f_y пространственно-временного спектра откладываются пространственные частоты. Однако если выбрать взаимные масштабы изображения этих спектров (рис.1.8,*а—в*) так, чтобы соответствующие проекции спектральных составляющих совпали, то совпадут и проекции спектральных составляющих сигнала цветности.

В системе НТСЦ при выборе частоты цветовой поднесущей ее стремились сблизить с верхней границей спектра, чтобы

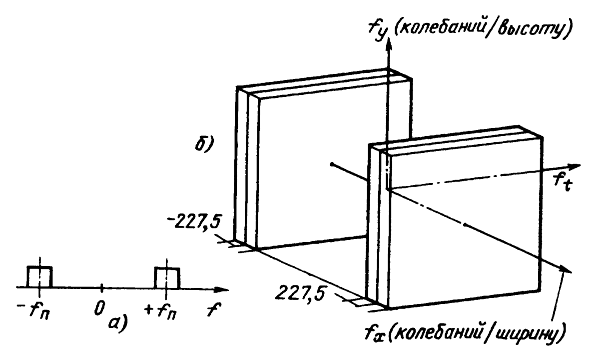


Рис.1.9. Отображение АЧХ полосового фильтра (*а*) в пространственно-временных координатах (*б*)

уменьшить искажения сигнала яркости. Однако при увеличении частоты цветовой поднесущей ограничением является подавление верхней боковой полосы сигнала цветности. Ослабление одной из боковых составляющих сигнала цветности приводит к тому, что каждая из балансно-модулированных составляющих сигнала цветности приобретает паразитную фазовую модуляцию. Квадратурность составляющих сигнала цветности нарушается, и между ними возникают перекрестные искажения. Эти искажения устраняются, если уменьшить ширину спектра одной из составляющих сигнала цветности так, что ее боковые полосы будут одинаковы. Тогда вторая составляющая сигнала цветности может быть широкополосной с частично подавленной верхней боковой полосой. Исследования зрительного аппарата человека показали, что мелкие детали зеленого или пурпурного цвета воспринимаются как черно-белые. Поэтому в системе НТСЦ для узкополосного сигнала выбрана ось кодирования, совпадающая на диаграмме (см. рис.1.5) с направлением зелено-пурпурных цветов. Эта ось обозначена буквой Q, а соответствующая ей составляющая сигнала цветности U_Q. Ось Q проходит под углом 33° к оси $B-Y$. Вторая, широкополосная составляющая сигнала цветности должна быть ортогональна по отношению к U'_Q. Она обозначена U'_I. Ось I повернута на 123° по отношению к оси $B-Y$. Выбор в системе НТСЦ осей декодирования I и Q вместо $R-Y$ и $B-Y$ обеспечивает максимально возможную цветовую четкость изображения.

На рис.1.6,*а* показано положение одномерных спектров сигналов U'_Q и U'_I в общем спектре полного цветового видеосигнала. Узкополосный сигнал цветности U'_Q имеет ширину спектра 2×0,5 МГц. Нижняя боковая полоса сигнала U'_I составляет 1,3 МГц.

Рассмотрим функциональную схему кодирующего устройства НТСЦ (рис.1.10). От датчика сигнала, например от телевизионной камеры, на кодер поступают три сигнала основных цветов: E'_R, E'_G и E'_B. Эти сигналы в матрице M преобразуются в сигнал яркости E'_Y в соответствии с уравнением (1.2) и в сигналы цветности E'_I и E'_Q.

Матричные схемы для сигналов цветности рассчитывают, исходя из следующих соотношений:

$$E'_I = 0{,}877\,E'_{R-Y}\cos 33^\circ - 0{,}493\,E'_{B-Y}\sin 33^\circ = \qquad (1.10)$$

$$= 0{,}737\,E'_{R-Y} - 0{,}268\,E'_{B-Y} = 0{,}596\,E'_R - 0{,}274\,E'_G - 0{,}322\,E'_B\,;$$

$$E'_Q = 0{,}877\,E'_{R-Y}\sin 33^\circ + 0{,}493\,E'_{B-Y}\cos 33^\circ = \qquad (1.11)$$

$$= 0{,}478\,E'_{R-Y} + 0{,}413\,E'_{B-Y} = 0{,}211\,E'_R - 0{,}523\,E'_G + 0{,}311\,E'_B\,.$$

В сигнал яркости вводятся синхроимпульсы. Фильтры нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2 ограничивают полосы пропускания сигнала E'_I до 1,3 МГц, а сигнала E'_Q — до 0,5 МГц. Линии задержки ЛЗ1 и ЛЗ2 обеспечивают совпадение фронтов всех трех сигналов. Стабилизированный кварцем генератор цветовой поднесущей Г формирует синусоидальный сигнал с частотой 3,579545 МГц. Чтобы выполнялись условия (1.8), строчные импульсы получают путем многократного деления частоты цветовой поднесущей. Фаза цветовой поднесущей совпадает с отрицательным направлением оси $B-Y$.

Через фазовращатель ФВ1, создающий сдвиг фазы 57° в сторону отставания, сигнал поднесущей подается на балансный модулятор БМ1, на другой вход которого поступает сигнал E'_I. На балансный модулятор БМ2 сигнала U'_Q поднесущая поступает через дополнительный фазовращатель ФВ2, сдвигающий фазу на 90°. Составляющие U'_I и U'_Q, снимаемые с выходов балансных модуляторов, складываются в сумматоре С1. Затем сигнал цветности в каскаде С2 складывается с сигналом яркости. Через ключ К, отпираемый стробирующими импульсами, на вход сумматора С2 подаются также вспышки цветовой подне-

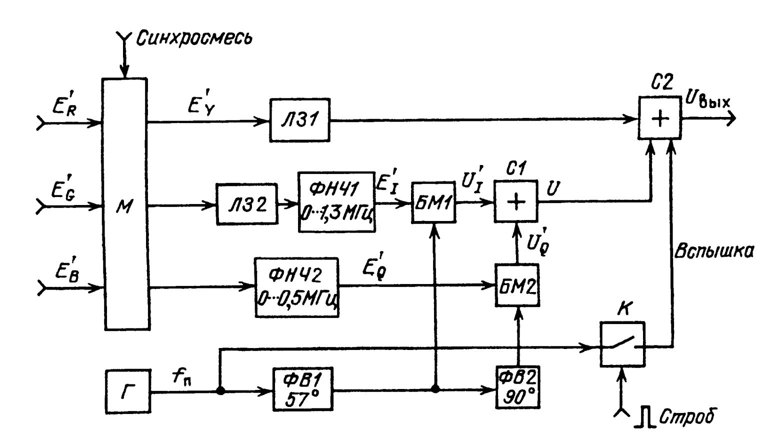


Рис.1.10. Функциональная схема кодирующего устройства НТСЦ

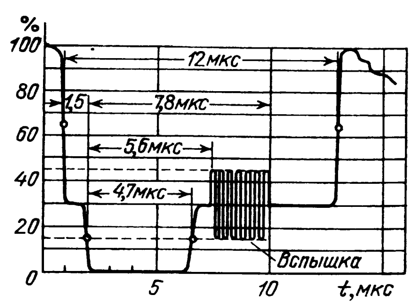


Рис.1.11. Расположение опорной вспышки цветовой поднесущей в сигнале НТСЦ

сущей. Форма вспышки и ее положение на задней площадке гасящего строчного импульса показаны на рис.1.11. Полный цветовой сигнал НТСЦ с выхода сумматора С2 (см. рис.1.10) подается на модулятор передатчика.

На рис.1.12 приведена упрощенная функциональная схема канала цветности НТСЦ. Полный цветовой телевизионный сигнал от видеодетектора через полосовой фильтр ПФ, выделяющий участок спектра, где передается сигнал цветности, поступает на входы двух синхронных детекторов СД1 и СД2 и через ключ К, отпираемый стробирующими импульсами, — на генератор Г опорной поднесущей. Генератор содержит систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), состоящую из кварцевого автогенератора, управляемого напряжением (ГУН), и фазового детектора. Работа генератора опорной поднесущей подробно рассмотрена в гл.3. На выходе генератора формируется синусоидальный сигнал, совпадающий по фазе с осью $R—Y$. Через фазовращатель ФВ1, создающий сдвиг фазы на 33° в сторону опережения, этот сигнал подается на синхронный детектор СД1 сигнала E'_I. На второй синхронный детектор сигнала E'_Q опорная поднесущая поступает через фазовращатель ФВ2, сдвигающий фазу на 90° в сторону отставания.

Синхронные детекторы могут быть выполнены на диодах или в виде аналоговых перемножителей (см. гл.3). Так как на входы обоих синхронных детекторов подается один и тот же сигнал цветности, содержащей как компоненту U'_I, так и U'_Q, важным требованием к синхронным детекторам в декодере НТСЦ явля-

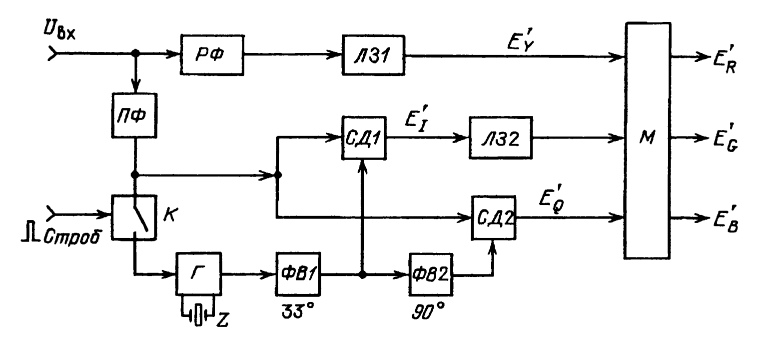


Рис.1.12. Функциональная схема канала цветности приемника НТСЦ

ется глубокое подавление квадратурного сигнала, что необходимо для исключения взаимных помех между каналами I и Q. Сигнал яркости через режекторный фильтр РФ и линию задержки ЛЗ1 поступает на матрицу М сигналов основных цветов. Узкополосный сигнал E'_Q подается на матрицу непосредственно, а сигнал E'_I — через линию задержки ЛЗ2, компенсирующую разницу в ширине спектров сигналов E'_I и E'_Q.

Цепи матрицы рассчитывают на основании следующих соотношений:

$$E'_R = E'_Y - 0{,}956\,E'_I + 0{,}621\,E'_Q, \qquad (1.12)$$

$$E'_G = E'_Y - 0{,}272\,E'_I + 0{,}648\,E'_Q, \qquad (1.13)$$

$$E'_B = E'_Y - 1{,}105\,E'_I + 1{,}702\,E'_Q. \qquad (1.14)$$

Один и тот же вектор U сигнала цветности на векторограмме (см. рис.1.5) может быть представлен не как сумма векторов U_I и U_Q, а как сумма двух других, например U_{R-Y} и U_{B-Y}. Отсюда следует возможность декодирования сигнала НТСЦ с использованием разных цветовых осей. Если используются оси $R—Y$ и $B—Y$, фазовращатель ФВ1 не требуется. Опорная поднесущая на синхронный детектор СД1 подается с фазовым углом, соответствующим оси $R—Y$. На выходе СД1 выделяется сигнал E'_{R-Y}, а на выходе СД2 E'_{B-Y}. Значения демодулированных сигналов при этом

$$E'_{R-Y} = 0{,}956\,E'_I + 0{,}621\,E'_Q\,; \qquad (1.15)$$

$$E'_{B-Y} = -1{,}105\,E'_I + 1{,}702\,E'_Q. \qquad (1.16)$$

Для того чтобы не возникали перекрестные искажения, вызванные разной шириной спектров сигналов E'_I и E'_Q, полосы пропускания каналов $R—Y$ и $B—Y$ должны быть ограничены значением 0,5 МГц. Поэтому использование для демодуляции осей I и Q обеспечивает наибольшую цветовую четкость.

Система НТСЦ имеет ряд достоинств. Использование осей I и Q позволяет уплотнить передаваемую информацию и получить высокую цветовую четкость при относительно узкополосном канале передачи. Структура спектров сигналов яркости и цветности НТСЦ позволяет эффективно разделять информацию с помощью гребенчатых фильтров. Декодер НТСЦ относительно прост и не содержит линии задержки. Вместе с тем системе НТСЦ присущи и недостатки, главным из которых является ее высокая чувствительность к искажениям сигнала в канале передачи. Так как цветовая поднесущая передается в виде синусоидальной насадки на сигнале яркости E'_Y, нелинейность в канале передачи приводит к тому, что поднесущая оказывается промодулированной сигналом яркости по амплитуде и по фазе.

Искажения сигнала в виде амплитудной модуляции называются дифференциально-амплитудными. В результате таких

искажений цветовая насыщенность ярких и темных участков изображения получается разной. Эти искажения нельзя устранить с помощью цепи автоматической регулировки усиления сигнала цветности (АРУ), так как различия в амплитуде цветовой поднесущей проявляются в пределах одной и той же строки.

Искажения в виде фазовой модуляции цветовой поднесущей сигналом яркости называются дифференциально-фазовыми. Они вызывают изменение цветового тона в зависимости от яркости данного участка изображения. Например, человеческие лица на изображении окрашиваются в красноватый цвет в тенях и в зеленоватый — на освещенных участках. Чтобы уменьшить заметность дифференциально-фазовых искажений, в телевизорах НТСЦ обычно предусматривается оперативный регулятор цветового тона, который позволяет в некоторых пределах менять фазу опорной поднесущей. Для этого достаточно сделать регулируемым фазовращатель ФВ1 (рис.1.12). Регулятор цветового тона позволяет сделать более естественной окраску деталей с какой-то одной яркостью. Однако искажения цветового тона более ярких или более темных участков изображения при этом даже возрастают.

Высокие требования к параметрам канала передачи НТСЦ приводят к удорожанию аппаратуры и усложнению ее эксплуатации или, если эти требования не выполняются, — к снижению качества цветного изображения. Основной целью при разработке систем ПАЛ и СЕКАМ было устранение недостатков системы НТСЦ.

1.4. Система ПАЛ

Система ПАЛ разработана инженером фирмы "Телефункен" (ФРГ) Вальтером Брухом в 1963 г. [1.4]. Целью создания системы ПАЛ было устранить основной недостаток системы НТСЦ — чувствительность к дифференциально-фазовым искажениям. В дальнейшем выяснилось, что система ПАЛ имеет ряд преимуществ, которые первоначально не казались очевидными. Телевизионное вещание по системе ПАЛ ведется в ФРГ, Великобритании и ряде других стран Западной Европы, Азии и Африки (см. прилож.17).

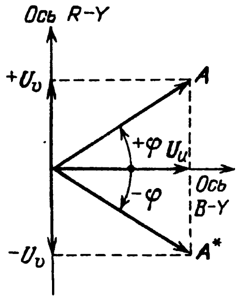


Рис.1.13. Векторограмма сигнала ПАЛ

В системе ПАЛ, как и в НТСЦ, применена квадратурная модуляция цветовой поднесущей сигналами цветности. В качестве модулирующих сигналов использованы $E'_v = 0{,}877E'_{R-Y}$ и $E'_u = 0{,}493E'_{B-Y}$. На рис.1.13 приведена векторограмма сигнала ПАЛ. Фаза составляющей U_u одинакова на каждой строке. Составляющая U_v, например, на четных строках положительна ($+U_v$), а на нечетных — отрицательна ($-U_v$). Геометрическая сумма векторов U_u и U_v образует сигнал цветнос-

ти. Как и в системе НТСЦ, амплитуда суммарного вектора соответствует насыщенности передаваемого участка изображения, а угол φ между этим вектором и осью $B—Y$ определяет цветовой тон. Если в системе НТСЦ при передаче цветового поля угол φ постоянен, то в системе ПАЛ знак φ меняется каждую строку. Отсюда и название системы "Строки с переменной фазой" (Phase alternation line). Для восстановления в приемнике подавленной цветовой поднесущей, как и в системе НТСЦ, предусмотрена передача на обратном ходу по строкам вспышки поднесущей. Вспышка состоит из десяти периодов цветовой поднесущей. В отличие от НТСЦ фаза вспышки не совпадает с осью $B—Y$, а сдвинута относительно нее на угол 45°. Знак этого угла инвертируется от строки к строке одновременно с инвертированием знака составляющей U_v. Изменение знака фазы вспышки является информацией о знаке составляющей U_v.

На рис.1.14 приведена упрощенная функциональная схема кодера ПАЛ. Сигналы основных цветов от датчика, например телевизионной камеры, поступают на матрицу М, где из них формируются сигнал яркости E'_Y и сигналы цветности $E'_u =$ $= 0{,}493E'_{B-Y}$ и $E'_v = 0{,}877E'_{R-Y}$. Кроме того, в матрице М к сигналу E'_Y добавляются синхроимпульсы, а к E'_u и E'_v — строчные стробирующие импульсы, соответствующие огибающей вспышки поднесущей. Фильтры нижних частот ФНЧ ограничивают полосы сигналов E'_u и E'_v значениями 1,5 МГц. В балансных модуляторах БМ эти сигналы модулируют по амплитуде цветовую поднесущую, вырабатываемую специальным генератором Г. На модулятор u эта поднесущая поступает непосредственно, а на модулятор v — через фазовращательное устройство, состоящее из фазовращателя на 90°, инвертора и коммутатора ЭК, управляемого меандром напряжения полустрочной частоты. В одном положении коммутатора фазовый сдвиг составляет 90°, а во втором 90° + 180° = 270°. Таким образом, в кодере коммутируется не сам модулирующий сигнал, а фаза поднесущей, что не меняет конечного результата. Сигналы от модуляторов складываются в сумматоре С1, на выходе которого формируется сигнал

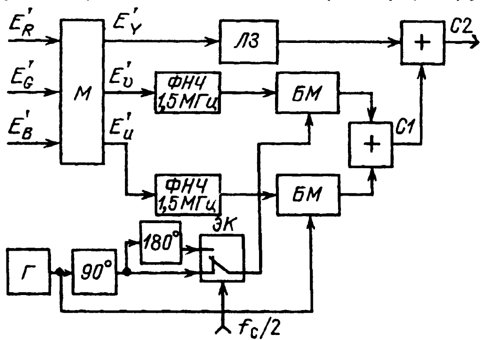


Рис.1.14. Функциональная схема кодирующего устройства ПАЛ

Рис.1.15. Сигнал цветных полос ПАЛ:
а — полный цветовой видеосигнал; б — сигнал цветности

с квадратурной модуляцией; его векторная диаграмма приведена на рис.1.13. В сумматоре С2 сигнал цветности складывается с сигналом яркости. Линия задержки ЛЗ обеспечивает совмещение во времени фронтов узкополосного сигнала цветности и широкополосного сигнала яркости.

Форма полного цветового телевизионного сигнала ПАЛ при передаче изображения цветных полос показана на рис.1.15,*а*, а форма сигнала цветности на выходе сумматора С1 — на рис.1.15,*б* (см. также рис.1.14). По виду сигнал ничем не отличается от сигнала НТСЦ. Амплитуда поднесущей различна на полосах разных цветов. Благодаря применению балансной модуляции поднесущая отсутствует на неокрашенных участках изображения.

Рассмотрим теперь упрощенную функциональную схему наиболее часто используемого варианта канала цветности ПАЛ, а именно канала цветности с линией задержки (рис.1.16). Полный сигнал ПАЛ проходит полосовой фильтр ПФ, выделяющий участок спектра, где передается цветовая поднесущая, и поступает на вход линии задержки УЛЗ на время одной строки и на ключ К, выделяющий вспышку поднесущей. Задержанный ли-

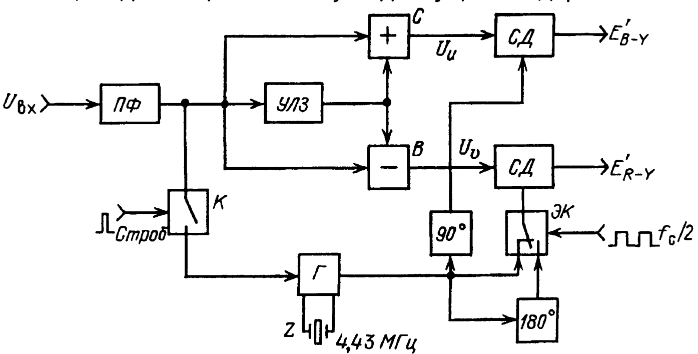


Рис.1.16. Упрощенная функциональная схема канала цветности приемника ПАЛ с линией задержки

нией сигнал цветности складывается с прямым сигналом и вычитается из него. Суммарный и разностный сигналы поступают на первые входы синхронных детекторов СД, на вторые входы которых поданы опорные сигналы поднесущих от генератора Г, содержащего, как и в системе НТСЦ, кварцевый автогенератор, управляемый сигналом вспышки. В установившемся режиме фаза опорной поднесущей совпадает с осью *R—Y*. На синхронный детектор сигнала E'_{B-Y} опорная поднесущая поступает через фазовращатель на угол 90°, а на синхронный детектор сигнала E'_{R-Y} опорная поднесущая проходит через инвертор и электронный коммутатор ЭК, управляемый меандром напряжения полустрочной частоты. В результате действия коммутатора ЭК опорная поднесущая на синхронный детектор сигнала E'_{R-Y} подается со сдвигом по фазе, значения которого меняются от 0 до 180°.

На рис.1.17 условно в виде векторов показаны сигналы в блоке задержки. Во входном сигнале U_0 (рис.1.17,*а*) составляющая U_v инвертируется от строки к строке. При сложении прямого сигнала с задержанным U_1 (рис.1.17,*б*) составляющие U_v подавляются, а амплитуды составляющих U_u удваиваются (рис.1.17,*в*). При вычитании задержанного сигнала из прямого (рис.1.17,*г*) подавляются составляющие U_u, амплитуды составляющих U_v удваиваются, а знаки инвертируются каждую строку. Поэтому уже на выходе блока задержки ПАЛ составляющие U_u и U_v полностью разделяются, что исключает возможность появления перекрестных искажений в последующих цепях канала. Эта особенность является важнейшим преимуществом системы ПАЛ по сравнению с системой НТСЦ. Блок задержки ПАЛ иногда называют демодулятором с линией задержки.

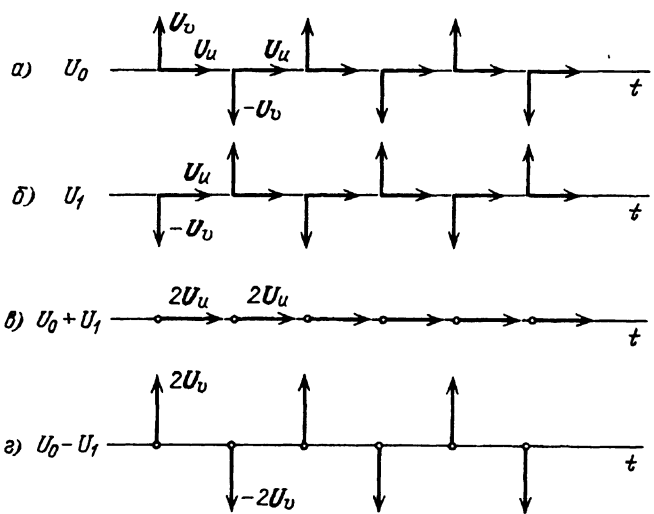


Рис.1.17. К работе блока задержки ПАЛ

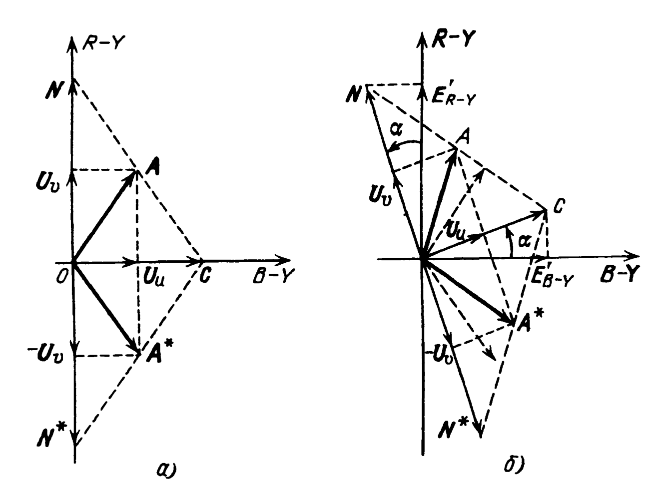


Рис.1.18. Векторное представление работы блока задержки ПАЛ:
а — при отсутствии искажений в сигнале;
б — при наличии дифференциально-фазовых искажений

Рисунком 1.18,*а* поясняем работу блока задержки, основываясь на суммарном векторе сигнала цветности $A = U_v + U_u$. Инвертирование составляющей U_v приводит к тому, что вектор A чередуется с сопряженным вектором A^*. При суммировании прямого и задержанного сигналов получается вектор $C = A + A^* = 2U_u$, совпадающий с осью $B–Y$. При вычитании сигналов получаются чередующиеся по строкам векторы $N = A - A^*$ и $N^* = A^* - A$, направленные по оси $R–Y$. Если в канале есть дифференциально-фазовые искажения, то фаза вспышки сохраняется неизменной, а фаза сигнала цветности сдвигается на угол α, зависящий от амплитуды сигнала яркости. На угол α сдвигаются обе компоненты сигнала цветности, как A, так и A^* (рис.1.18,*б*).

Сигналы на входах сумматора С и вычитателя В также будут сдвинуты на угол α. Однако по-прежнему составляющая U_v не проникает в сигнал U_u и составляющая U_u — в сигнал U_v, поскольку сумма прямой и задержанной компоненты U_v, а также разность прямой и задержанной компоненты U_u равны нулю. Опорный генератор поднесущей, управляемый вспышкой, будет вырабатывать сигналы, фазы которых совпадают с осями $R–Y$ и $B–Y$ на рис.1.18,*б*, так как вспышка передается на уровне черного. Поэтому демодулированные сигналы пропорциональны проекциям векторов C и N на оси $B–Y$ и $R–Y$: $E'_{B-Y} = C\cos\alpha$; $E'_{R-Y} = N\cos\alpha$.

Таким образом, дифференциально-фазовые искажения не вызывают в канале цветности ПАЛ с линией задержки искажений демодулированных сигналов, соответствующих нарушению цветового тона, а лишь уменьшают насыщенность в cos α раз. Аналогичные искажения получаются, если опорная поднесущая восстанавливается в генераторе с неправильной фазой. Если считать допус-

тимым уменьшение размахов демодулируемых сигналов до 0,9 номинального значения, то допуск на фазу опорного сигнала составит arccos 0,9 = 26°. В системе НТСЦ фазовая ошибка генератора опорной поднесущей не должна превышать 10°.

Не проводя подробного анализа (читатель может найти материалы в [1.5]), отметим, что система ПАЛ малочувствительна к асимметрии полосы пропускания канала цветности. Поэтому нет надобности прибегать к использованию осей I и Q, как в системе НТСЦ. Это свойство системы ПАЛ особенно ценно для стран, где принят стандарт B/G с разносом несущих изображения и звука 5,5 МГц, что всегда вызывает ограничение верхней боковой полосы сигнала цветности.

Система ПАЛ имеет преимущества по отношению к системе НТСЦ и при рассмотрении влияния шумов. Как уже было показано, на выходах блока задержки выделяются удвоенные амплитуды составляющих U_u и U_v. Уровень же шума в этих сигналах увеличивается только в $\sqrt{2}$ раз. Поэтому получается выигрыш в отношении сигнал-шум в $2/\sqrt{2} = 1{,}4$ раза, т.е. на 3 дБ. Уменьшаются в системе ПАЛ и перекрестные искажения между сигналами яркости и цветности. Эти искажения зависят от выбора частоты цветовой поднесущей. Если, как и в системе НТСЦ, принять частоту поднесущей равной нечетной кратной полустрочной частоты, то мешающий рисунок от нее будет наименее заметным для составляющей U_u, которая не коммутируется. Для составляющей U_v из-за ее инвертирования этот выбор частоты поднесущей оказывается неоптимальным, и наименьшие помехи на изображении получаются, когда частота поднесущей кратна строчной частоте. В системе ПАЛ пошли на компромисс между этими двумя условиями и выбрали частоту поднесущей равной сумме нечетной кратной четвертьстрочной частоты и частоты кадров:

$$f_{пн} = 1135 f_с / 4 + f_к = 1135\ 15625\ Гц / 4 + 25\ Гц =$$
$$= 4{,}44361875\ МГц.$$

Слагаемое $f_к$ учитывает чересстрочность развертки и обеспечивает чередование на соседних полях в одном и том же месте растра темных и светлых точек, составляющих помеху от поднесущей, что уменьшает ее заметность. Значение частоты поднесущей можно приближенно выразить зависимостью

$$f_{пн} \approx (283 + 3/4) f_с. \quad (1.17)$$

Как и в системе НТСЦ, спектральные линии сигнала яркости кратны строчной частоте (составляющие Y на рис.1.19,*а*).

Так как фаза U_u не коммутируется, при наличии модуляции эта составляющая будет содержать спектральные линии, отстоящие от подавленной поднесущей на интервалы, кратные $f_с$:

$$f_u \approx f_{пн} \pm n f_с = (283 \pm n) f_с + 3/4 f_с. \quad (1.18)$$

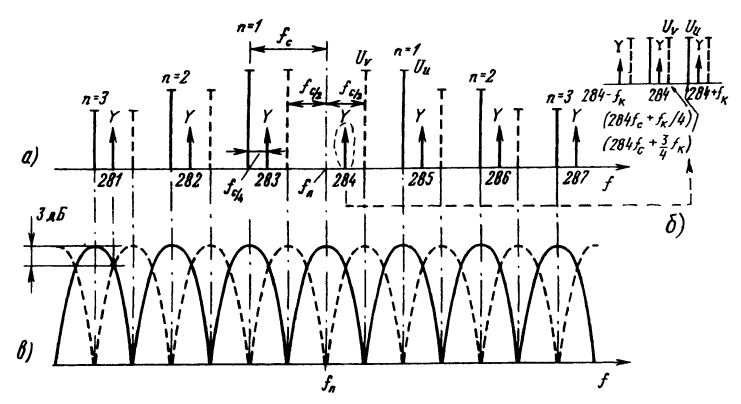


Рис.1.19. Спектры сигналов U_v и U_u (а, б) и АЧХ блока задержки для этих сигналов (в)

На рис.1.19,*а* спектральные составляющие сигнала U_u изображены сплошными линиями. Они смещены относительно спектральных линий сигнала яркости в сторону меньших частот на интервалы $f_c/4$.

Благодаря коммутации фазы составляющей U_v с полустрочной частотой спектральные линии этого сигнала отстоят от значения поднесущей на интервалы, соответствующие нечетным кратным полустрочной частоты:

$$f_v = f_{пн} \pm (2n \pm 1) f_c / 2 = (283 + 3/4) f_c \pm (2n + 1) f_c / 2 = \\ = (283 \pm n) f_c + f_c / 4. \qquad (1.19)$$

На рис.1.19,*а* спектральные составляющие сигнала U_v изображены штриховыми линиями. Они сдвинуты в сторону бо́льших частот по отношению к спектральным составляющим сигнала яркости на интервалы $f_c/4$.

Дискретизация телевизионного сигнала с частотой кадров вызывает расщепление спектральных линий сигнала яркости на составляющие, сдвинутые на частоту кадров $f_к$. В диапазоне частот, где передается сигнал цветности, происходит расщепление и спектральных линий цветовой поднесущей, как это показано на рис.1.19,*б*. Составляющие U_v оказываются выше соответствующих спектральных составляющих сигнала яркости на $f_к/4$, а составляющие U_u — на $3/4 f_к$. Так как $f_{пн}$ = 4433618,75 Гц = = (4433600 + 18,75) Гц = (177344 + 3/4)$f_к$, частоты этих составляющих можно записать следующим образом:

$$f_u = (177344 \pm m) f_к + 3/4\, f_к, \\ f_v = (177344 \pm m) f_к + 1/4\, f_к. \qquad (1.20)$$

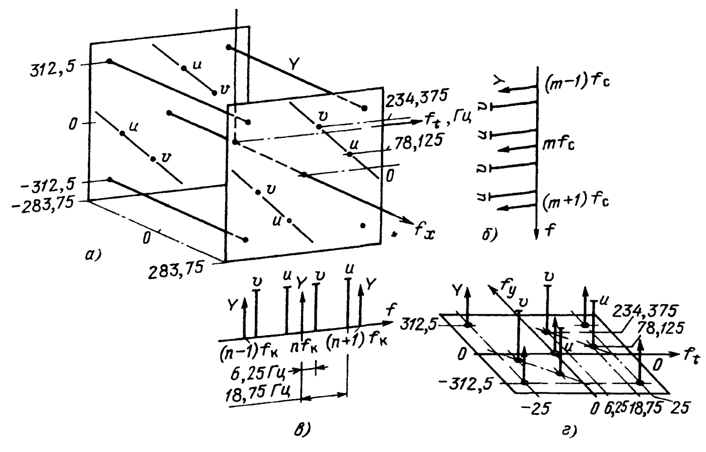


Рис.1.20. Спектр сигнала ПАЛ:

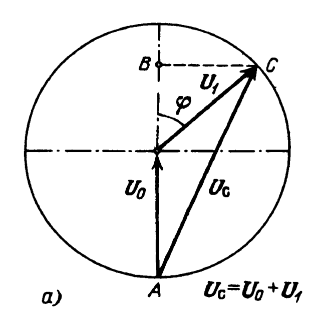
а — пространственно-временное представление; б, в — одномерное представление; г — вертикально-временное представление

На рис.1.20,*а* представлена структура пространственно-временного спектра сигнала ПАЛ. Расстояние между составляющими *Y* в направлении f_t равно частоте кадров (25 Гц), а в направлении f_y — (1/500)/(1/15625 Гц) = 312,5 периода на высоту. На ширине изображения укладывается (1/15625 Гц)/(1/4433618,75) = 283,75 периода поднесущей.

Спектр сигнала цветности ПАЛ расположен в плоскостях, смещенных по оси f_x на ±283,75 периода на ширину (рис.1.20,*а*). Спектральные составляющие *u* и *v* показаны в этих плоскостях точками. Положение точек определяется структурой одномерных спектров (рис.1.20,*б*,*в*).

Двумерный пространственно-временной спектр сигнала ПАЛ показан на рис.1.20,*г*.

Покажем теперь, что блок задержки ПАЛ представляет собой гребенчатый фильтр. Пусть на вход линии задержки (УЛЗ) подан синусоидальный сигнал $u_0 = U_0 \sin \omega t$. Если УЛЗ обеспечивает задержку τ, то сигнал на ее выходе примет вид $u_1 = U_0 \sin\omega (t-\tau)$. (Потерями сигнала в УЛЗ пренебрегаем.) Поскольку задержка сигнала τ — это крутизна наклона ФЧХ линии задержки $\tau = d\varphi/d\omega$, фазовый сдвиг сигнала пропорционален его частоте $\varphi = \tau\omega$. В сумматоре *С* (см. 1.16) прямой сигнал U_0 налагается на задержанный U_1 и происходит их интерференция. Амплитуда результирующего сигнала будет определяться его частотой. На частотах, где фазовая задержка, создаваемая УЛЗ, кратна 2π радиан, амплитуда суммарного сигнала будет вдвое превышать амплитуду входного сигнала U_0; на частотах, где φ кратно π/2, суммарный сигнал будет равен нулю. Это поясняет векторограмма на рис.1.21,*а*. На ней U_0 — входной сигнал, U_1 — задержанный, U_c — их сумма. При изменении φ конец вектора U_c перемещается по окружности с радиусом U_0. Для произвольного φ



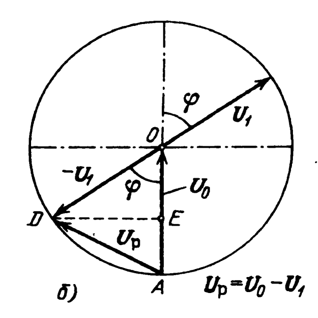


Рис.1.21. Векторограммы сигналов:
а — на выходе сумматора; б — на выходе вычитателя

$$U_c = \sqrt{(AB)^2 + (BC)^2} = U_0\sqrt{(1+\cos\varphi)^2 + \sin^2\varphi} =$$

$$= U_0\sqrt{2}\sqrt{1+\cos\varphi} = 2U_0\left|\cos\frac{\varphi}{2}\right| = 2U_0\left|\cos\frac{\omega\tau}{2}\right|.$$

Коэффициент передачи блока задержки для сигнала U_u

$$A_u = \frac{U_c}{U_0} = 2\left|\cos\frac{\omega\tau}{2}\right|. \qquad (1.21)$$

График этой функции показан сплошной линией на рис.1.19,*в*. Она периодична, причем ее максимумы расположены на частотах $f_{max} = n\tau$, а минимумы — на частотах $f_{min} = (2n + 1)/2\tau$, где $n = 0,1,2,...$ Если время задержки равно строчному интервалу $\tau = 1/f_c$, то $f_{max} = nf_c$; $f_{min} = 2(n + 1)\ f_c/2$. Максимумы графика A_u совпадают с положением спектральных линий U_u, а минимумы — с положением спектральных линий U_v.

На выходе вычитателя (В на рис.1.16) получается разностный сигнал $U_p = U_0 - U_1$. В соответствии с векторограммой на рис.1.21,*б*

$$U_p = \sqrt{(AE)^2 + (ED)^2} = \sqrt{(U_0 - U_0\cos\varphi)^2 + U^2\sin\varphi} =$$

$$= U_0\sqrt{(1-\cos\varphi)^2 + \sin^2\varphi} = U_0\sqrt{2}\sqrt{1-\cos\varphi} =$$

$$= 2U_0\left|\sin\frac{\varphi}{2}\right|.$$

Отсюда

$$A_v = \frac{|U_p|}{U_0} = 2\sin\frac{\omega\tau}{2}. \qquad (1.22)$$

График этой зависимости изображен на рис.1.19, *в* штриховой линией. Максимумы его расположены на частотах $f_{max} = (2n + 1) f_c/2$ и совпадают со спектральными линиями U_v, а минимумы — на частотах $f_{min} = nf_c$, т.е. совпадают со спектральными линиями сигнала U_u.

Гребенчатая форма АЧХ блока задержки ПАЛ обеспечивает разделение сигналов U_u и U_v. Спектральные составляющие сигнала яркости, смещенные относительно спектральных составляющих сигналов цветности на интервалы $f_c/4$, подавляются блоком задержки примерно на 3 дБ. В системе НТСЦ такого подавления нет. Поэтому в системе ПАЛ несколько уменьшаются искажения, вызванные проникновением сигнала яркости в сигнал цветности. Однако сближение на $f_c/4$ по сравнению с системой НТСЦ спектральных составляющих сигналов яркости и цветности усложняет выполнение гребенчатых фильтров, служащих для эффективного разделения этих сигналов, и вызывает при этом понижение вертикальной четкости. (Данный вопрос подробнее рассмотрен в гл.5.)

Компенсация дифференциально-фазовых искажений в канале цветности ПАЛ достигается в том случае, если совмещение прямого и задержанного сигналов обеспечивается с точностью до фазы поднесущей. Для выбранного значения частоты поднесущей длительность периода ее колебаний составляет $T_{пн} = 1/f_{пн} = 225{,}5494$ нс. На интервале строки ($T_с = 64$ мкс) укладывается $T_с/T_{пн} = 283{,}75159$ периода поднесущей. Поэтому если время задержки выбрать равным 64 мкс, то задержанный сигнал окажется сдвинутым относительно прямого на 0,75159 периода поднесущей, т.е. 360°×0,75159 = 270°34'. В результате компоненты U_v прямого сигнала совпадут с U_u задержанного и канал цветности не будет работать. Чтобы обеспечить функционирование канала, время задержки УЛЗ должно быть кратно полупериоду поднесущей. Возможны два допустимых значения задержки, максимально близких к длительности строки: $\tau = 284T_п$ и $\tau = 283{,}5T_{пн}$. В системе ПАЛ принято второе значение задержки, без учета сдвига частоты поднесущей на 25 Гц. Таким образом, время задержки УЛЗ ПАЛ составляет

$$\tau = 283{,}5/4{,}4336188\ \text{МГц} = 63{,}94325\ \text{мкс}. \qquad (1.23)$$

Линии, обеспечивающие задержку, равную точно строчному интервалу (64 мкс), используются в гребенчатых фильтрах. Задержка сигнала на 283,5 периода поднесущей приводит к тому, что суммирование прямого сигнала с задержанным подавляет компоненты U_u, а вычитание сигналов подавляет компоненты U_v. Поэтому в канале цветности ПАЛ вместо сумматора, показанного на рис.1.16, применяют вычитатель, а вместо вычитателя — сумматор.

Отклонение значения задержки, создаваемой УЛЗ, от номинального на $\Delta\tau$ приводит к тому, что компоненты задержанного сигнала сдвигаются по отношению к компонентам прямого сигнала на угол $\alpha = \Delta\tau 360°/T_п$ (рис.1.22,*а,б*). При сложении и вычитании прямого сигнала с задержанным мешающие компоненты

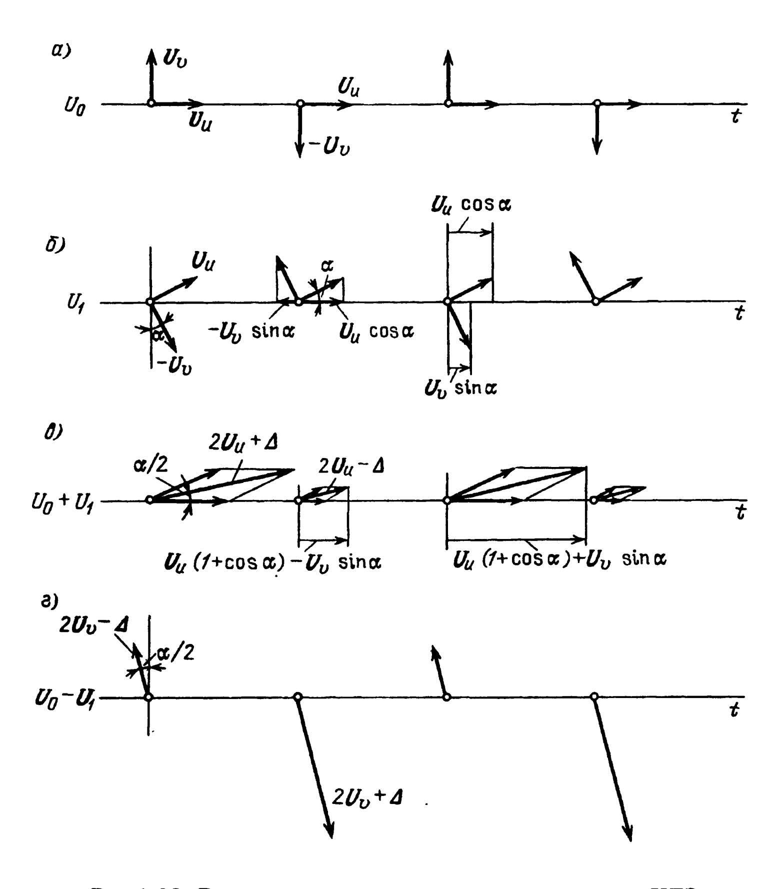


Рис.1.22. Влияние неточности времени задержки в УЛЗ

полностью не подавятся, а амплитуды полезных компонент уменьшатся. Например, на выходе U_u блока задержки сформируется сигнал (рис.1.22,*в*), проекция которого на ось *B—Y* будет

$$U_u + U_u \cos\alpha \pm U_v \sin\alpha \, .$$

Перекрестная помеха от сигнала U_v имеет разный знак в четных и нечетных строках. Поэтому искажение проявляется в виде разнояркости строк. Аналогичные искажения возникают и в канале U_v (рис.1.22,*г*). На полях разных цветов заметность разнояркости различна. На голубом поле допустимое значение составляет 4°, на пурпурном 6°, на желтом 12°. Чтобы получить хорошее качество изображения, допуск на неточность совпадения сигналов в блоке задержки по фазе можно принять равным ±8°. Отсюда допуск на неточность задержки УЛЗ составляет $\Delta\tau \leq \leq \alpha\ T_п/360° \leq 5$ нс. Если значение задержки изме-

нить на время, соответствующее полупериоду цветовой поднесущей (τ = 283/ /4,4336188 МГц = 63,83047 мкс), то блок задержки будет работать, но на выходе U выделится сигнал U_v, а на выходе V — сигнал U_u. Такой эффект иногда получается при неправильной настройке согласующих цепей УЛЗ. Когда ошибка в задержке составит период поднесущей (τ = 63,7177 мкс), функционирование блока задержки станет нормальным, на экране телевизора появится цветное изображение, но погрешность в задержке на 226 нс вызовет заметное смещение по горизонтали задержанных строк по отношению к прямым, что проявится в виде зазубренности горизонтальных цветовых переходов.

Рассмотрим еще один вид искажений, которые могут возникать в канале цветности ПАЛ. Если генератор опорной поднесущей работает правильно и его выходной сигнал совпадает по фазе с осью $R—Y$, из-за неточности фазовращателя опорный сигнал, поступающий на синхронный детектор сигнала E'_{B-Y}, не будет совпадать с осью $B—Y$. Эта ошибка называется неточностью квадратуры. В приемнике НТСЦ такая ошибка создает перекрестные искажения между двумя сигналами цветности. В блоке задержки ПАЛ составляющие U_u и U_v полностью разделяются. Поэтому неточность квадратуры вызовет лишь уменьшение размаха демодулированного сигнала в cos $\Delta\varphi$ раз. Допустимое значение $\Delta\varphi$ составляет $\pm 26°$.

Таким образом, в системе ПАЛ благодаря коммутации на передающей стороне фазы составляющей U_v и использованию в приемнике блока задержки фазовые погрешности в большинстве цепей канала цветности могут быть существенно увеличены по сравнению с каналом НТСЦ. Только блок задержки должен быть выполнен с высокой точностью и обеспечивать стабильность своих параметров во всех условиях работы приемника. Уменьшение чувствительности к фазовым погрешностям в канале ПАЛ достигается за счет усреднения сигналов цветности в двух последующих строках, что приводит к понижению вертикальной цветовой четкости в 2 раза по сравнению с НТСЦ. Эта особенность является недостатком системы ПАЛ.

1.5. Система СЕКАМ

Система СЕКАМ в ее первоначальном виде была предложена в 1954 г. французским изобретателем Анри де Франсом. Основная особенность системы — поочередная, через строку передача цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} с дальнейшим восстановлением в приемнике недостающего сигнала с помощью линии задержки на время строчного интервала. Название системы образовано из начальных букв французских слов séquentiel couleur á mémoire (поочередные цвета и память). Довольно длительное время система СЕКАМ проходила испытания и доработку, а в 1967 г. было начато регулярное вещание

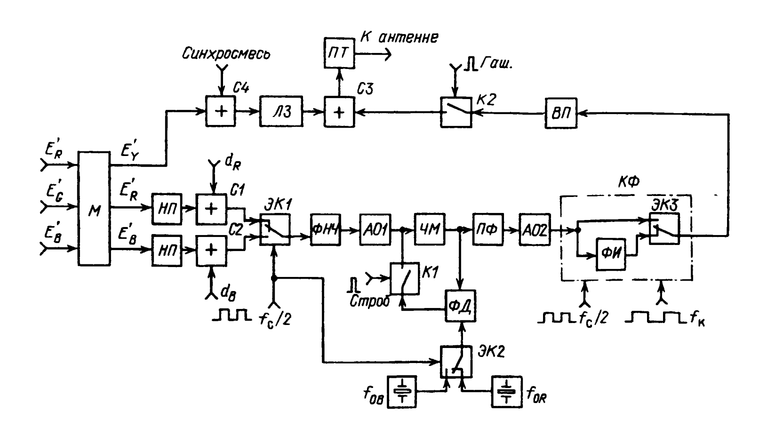


Рис.1.23. Функциональная схема кодера СЕКАМ

по этой системе одновременно в СССР и Франции. В настоящее время стандарт СЕКАМ принят также в ряде других стран Европы, Азии и Африки (см. прилож.17).

Информация о цвете в системе СЕКАМ передается с помощью частотной модуляции (ЧМ) цветовой поднесущей. Для модуляции используются сигналы D'_R и D'_B, линейно связанные с цветоразностными сигналами E'_{R-Y} и E'_{B-Y}:

$$D'_R = -1{,}9E'_{R-Y}; \quad D'_B = 1{,}5E'_{B-Y}. \qquad (1.24)$$

Частоты покоя цветовой поднесущей в строках B и R различны и составляют

$$f_{0B} = 4250 \pm 2\,\text{кГц} = 272 f_c, \quad f_{0R} = 4406{,}25 \pm 2\,\text{кГц} = 282 f_c. \qquad (1.25)$$

Сигналы E'_Y, D'_R и D'_B в кодирующем устройстве СЕКАМ формируются из сигналов основных цветов с помощью матрицы (М на рис.1.23). Как и в любой системе с ЧМ, для уменьшения влияния шумов модулирующие сигналы подвергаются в звеньях НП низкочастотным предыскажениям. Закон предыскажений выражается зависимостью

$$A_{нп}(f) = \left| \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/3f_1} \right|, \qquad (1.26)$$

где f — текущая частота, кГц; f_1 = = 85 кГц.

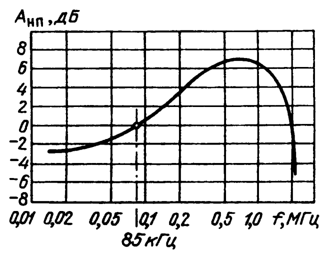


Рис.1.24. Амплитудно-частотная характеристика фильтра низкочастотных предыскажений с учетом ограничения полосы частот каналов D'_R и D'_B

На рис.1.24 дана АЧХ фильтра НП с учетом ограничения полосы частот каналов D'_R и D'_B в ФНЧ. Звенья НП вызывают подъем вы-

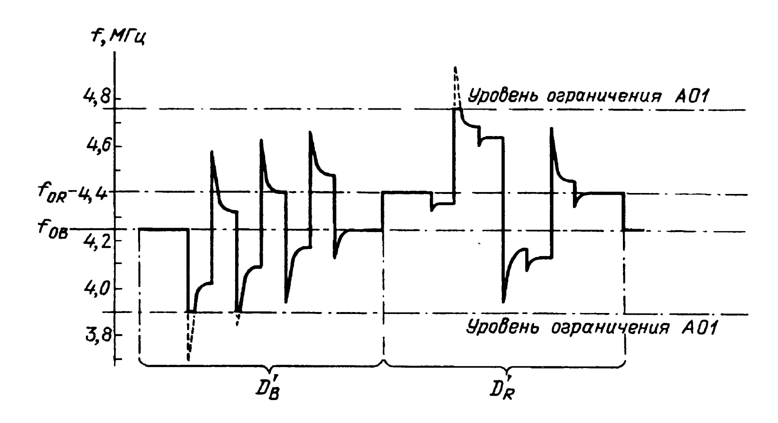


Рис.1.25. Форма сигналов D'_R и D'_B

сокочастотных составляющих спектра сигналов D'_R и D'_B. При этом на цветовых переходах сигналов появляются характерные выбросы (рис.1.25). В приемнике низкочастотные предыскажения корректируются специальными фильтрами.

С помощью сумматоров С1 и С2 в сигналы D'_R и D'_B вводят сигналы опознавания строк. Они предназначены для того, чтобы в телевизоре можно было различить строки D'_R и D'_B. Сигналы опознавания передаются во время обратного хода по полям и представляют собой трапецевидные импульсы, длительность которых равна активному интервалу строки. В каждом поле сигналы опознавания занимают девять строк: в нечетных полях строки 7—15, а в четных — 320 — 328. Как показано на рис.1.26, в строке d'_R сигнал опознавания положителен, а в строке d'_B — отрицателен. По амплитуде сигналы опознавания превышают сигналы цветности. В соответствии с рекомендацией МККР [1.6] кадровые сигналы опознавания в дальнейшем будут исключены из сигнала СЕКАМ, чтобы освободить место для сигналов телетекста. Вместо кадровых сигналов опознавания могут

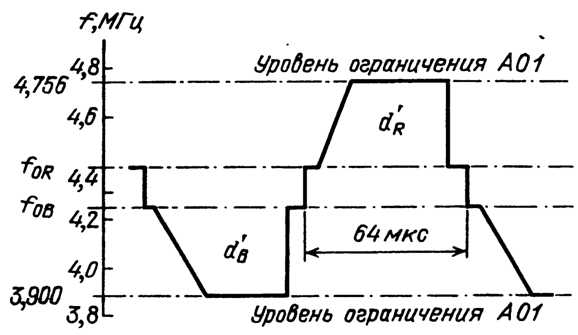


Рис.1.26. Форма сигналов цветовой синхронизации

использоваться защитные пакеты немодулированных поднесущих, передаваемые в интервале гашения по строкам.

Коммутатор ЭК1 (рис.1.23) преобразует одновременные сигналы D'_R и D'_B в их чередующуюся последовательность. В звене АО1 эта последовательность ограничивается по амплитуде. Уровни ограничения выбраны так, что частично срезаются выбросы на цветовых переходах. Это необходимо для того, чтобы не допустить чрезмерного увеличения девиации частоты поднесущей на цветовых переходах. Частотный модулятор ЧМ охвачен петлей автоподстройки частоты АПЧ. Высокочастотный сигнал с выхода модулятора поступает на фазовый детектор ФД, где сравнивается с сигналами двух кварцевых автогенераторов с частотами f_{OR} и f_{OB}, поочередно через строку подключаемых ко второму входу ФД коммутатором ЭК2. Сравнение происходит только на строчных интервалах гашения, когда замыкается ключ К1. В результате действия устройства АПЧ частота немодулированной поднесущей равна 4,25 МГц в строках D'_B и 4,40625 МГц в строках D'_R. В активные интервалы строк поднесущая модулируется по частоте чередующимися сигналами D'_R и D'_B. Полярность сигнала D'_R выбрана такой, что увеличение насыщенности красных участков изображения вызывает уменьшение частоты цветовой поднесущей. Благодаря этому снижаются искажения, вызванные ограничением полосы частот канала передачи.

Модулированная по частоте поднесущая проходит полосовой фильтр ПФ, где ее спектр ограничивается полосой $\pm 1,5$ МГц, амплитудный ограничитель АО2, устраняющий выбросы от переходных процессов, и поступает в блок коммутации фазы КФ. Блок содержит электронный коммутатор ЭК3 и фазоинвертор ФИ. Для улучшения совместимости фаза поднесущей инвертируется в каждой третьей строке и в каждом втором поле. В блок коммутации фазы подаются меандры напряжений полустрочной и кадровой частот, из которых с помощью логических схем формируется сигнал, управляющий коммутатором ЭК3. В результате коммутации фазы уменьшается заметность помехи, создаваемой поднесущей на экране телевизора. После коммутации фазы модулированная поднесущая проходит цепь высокочастотных предыскажений ВП, представляющую собою фильтр с АЧХ колоколообразной формы, создающий наибольшее ослабление сигнала на частоте 4,286 МГц (рис.1.27). Передаточная функция этого фильтра описывается выражением

$$A_{вп}(\nu) = \frac{1 + j16\nu}{1 + j1{,}26\nu}, \qquad (1.27)$$

где $\nu = f/f_0 - f_0/f$ — обобщенная расстройка. Фазо-частот-

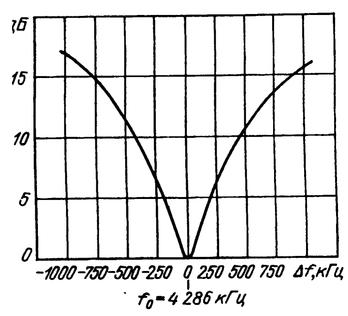


Рис.1.27. Амплитудно-частотная характеристика фильтра высокочастотных предыскажений

ная характеристика цепи ВП аппроксимируется зависимостью

$$\varphi_{\text{вп}}(\nu) = -\operatorname{arctg}\frac{14{,}74\,\nu}{1+20{,}16\,\nu^2}. \qquad (1.28)$$

Цепь ВП (рис.1.23) уменьшает амплитуду поднесущей при отсутствии модуляции, что дополнительно ослабляет помехи от поднесущей на экране телевизора. В этом отношении цепь ВП выполняет функцию, подобную действию балансных модуляторов в системах НТСЦ и ПАЛ. Кроме того, высокочастотные предыскажения и их коррекция в приемнике снижают чувствительность системы СЕКАМ к шумовым помехам.

Ключом К2 подавляется поднесущая при передаче кадрового и строчного синхроимпульсов, что необходимо для нормальной работы блоков разверток в телевизоре. Сигнал яркости с выхода матрица М проходит режекторный фильтр, не показанный на рис.1.23, сумматор С4, где вводятся строчные и кадровые импульсы, линию задержки ЛЗ, компенсирующую запаздывание сигнала в канале цветности, и поступает на сумматор С3, где складывается с сигналом цветности. Режекторный фильтр в канале яркости уменьшает на 20 дБ амплитуды спектральных составляющих сигнала яркости на частоте 4,3 МГц, что снижает вызванные этими составляющими искажения в канале цветности приемника. Режекторный фильтр устроен так, что при уменьшении размаха сигнала яркости амплитуда спектральных составляющих на частоте 4,3 МГц не меняется и остается на уровне −20 дБ от номинального значения сигнала.

Наличие такого режектора существенно ухудшает работу разделительных фильтров яркость-цветность в приёмнике. Выделенные высокочастотные компоненты сигнала яркости оказываются ослабленными и не дают ожидаемого повышения четкости.

На выходе сумматора С3 выделяется полный цветовой телевизионный сигнал СЕКАМ, форма которого для двух смежных строк при модуляции сигналом цветных полос показана на рис.1.28. Моменты t_1 соответствуют началу активных интерва-

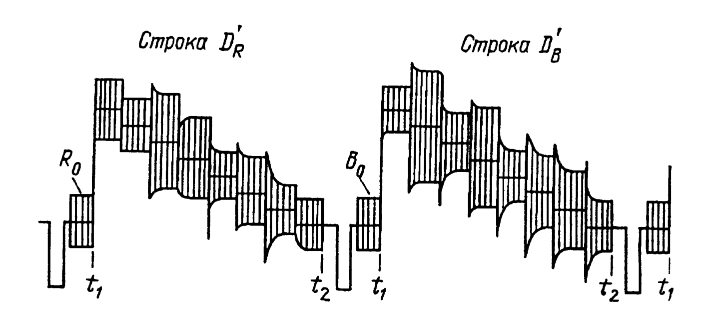


Рис.1.28. Форма полного цветового видеосигнала СЕКАМ

лов строк, моменты t_2 — их окончанию. Цветовая поднесущая присутствует на всем протяжении сигналов, кроме участков, где передаются строчные синхроимпульсы. Здесь поднесущая подавлена с помощью ключа К2 (рис.1.23). В конце обратного хода по строкам цветовая поднесущая вновь присутствует (участки R_0, B_0 на рис.1.28). Это так называемые защитные пакеты поднесущей с частотой 4,25 МГц — в строках D_B и 4,40625 в строках D_R. Основное назначение защитных пакетов — предотвратить переходные процессы в демодулированных сигналах в начале активных интервалов строк. Используются защитные пакеты и для формирования в цветоразностных сигналах плоских участков для фиксации уровня черного. Наконец, защитные пакеты служат в качестве строчных сигналов цветовой синхронизации — в случае, если не используются кадровые СЦС (рис.1.26). В активном интервале строки амплитуда цветовой поднесущей различна при передаче полос разных цветов. Это обусловлено действием фильтра ВП. На цветовых переходах поднесущая имеет выбросы, вызванные фильтром низкочастотных предыскажений.

Полный цветовой видеосигнал СЕКАМ подается на передатчик телецентра ПТ (рис.1.23), где он модулирует несущую по амплитуде.

Так как в системе СЕКАМ сигналы цветности передаются поочередно через строку, а в приемнике недостающий сигнал восстанавливается с помощью линии задержки, т.е. повторяется информация из предыдущей строки, то цветовая четкость по вертикали снижается вдвое, как и в системе ПАЛ. Применение ЧМ цветовой поднесущей и амплитудных ограничителей в канале цветности приемника обусловливает малую чувствительность системы СЕКАМ к действию искажений типа "дифференциальное усиление".

Невелика чувствительность системы СЕКАМ и к дифференциально-фазовым искажениям. При этом сам характер проявления этих искажений оказывается принципиально иным, чем в системе НТСЦ. На участках сигнала, соответствующих цветовым полям с равномерной яркостью, дифференциально-фазовые искажения вызывают приращение фазы поднесущей $\Delta\varphi$, не зависимое от времени. В системе НТСЦ это приводит к изменению цветового тона рассматриваемого участка изображения. Демодуляторы СЕКАМ чувствительны к изменению не фазы, а частоты цветовой поднесущей. При постоянном $\Delta\varphi$ приращение частоты будет равно нулю, поскольку $\Delta\omega = (d/dt)\,\Delta\varphi = 0$. Поэтому на цветовых полях, где яркость постоянна, дифференциально-фазовые искажения в системе СЕКАМ никак не проявляются.

Совершенно иной результат получается на цветовых переходах, где сигнал E'_Y меняется скачком или плавно. В этом случае $\Delta\varphi = f(t)$ и $\Delta\omega \neq 0$. В области цветового перехода возникает паразитное приращение частоты поднесущей. Так как знаки девиации частоты в сигналах U_R и U_B различны, искажения демодулированных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} имеют разную полярность, а искажения сигнала E'_{G-Y} практически компенсируются.

Чем больше скорость изменения сигнала E'_Y, тем большими получаются искажения цветоразностных сигналов на переходах. Однако при длительности перехода меньше 2 мкс цепи коррекции высокочастотных и низкочастотных предыскажений в приемнике уменьшают действие дифференциально-фазовых искажений. На экране телевизора эти искажения проявляются как цветные окантовки или тянущиеся продолжения на переходах. Обычно после ярких участков изображения окантовка имеет синий цвет, а после темных — желтый. Допуск на искажения типа "дифференциальная фаза" в канале СЕКАМ составляет около 30°, т.е. в 6 раз шире, чем в системе НТСЦ [1.7].

1.6. Усовершенствованные системы цветного телевидения

Системы НТСЦ, ПАЛ и СЕКАМ разрабатывались в 50 — 60-е годы на уровне техники того времени. Все они имеют определенные недостатки, из которых наиболее существенным является относительно узкая полоса пропускания канала яркости, что приводит к уменьшению четкости изображения по горизонтали. Число строк, образующих растр, также не очень велико и рассчитано на кинескопы с небольшими габаритными размерами.

Так как яркость современных кинескопов превышает 200 нит, частота полей 50 Гц оказывается недостаточной — на ярких участках изображения становятся заметными мерцания. К ряду недостатков приводит и чересстрочность телевизионного изображения. К началу воспроизведения второго поля яркость строк первого поля на экране снижается. Это вызывает выраженную строчную структуру изображения, особенно заметную на кинескопах большого размера (70...80 см по диагонали). Сильно искажаются вертикальные переходы в случае, когда, например, верхняя половина экрана темная, а нижняя — светлая. Если использовать вертикально-временную систему координат, то получим картину, показанную на рис.1.29. Темные и светлые точки — это проекции строк на плоскость, параллельную оси кинескопа. Чересстрочность развертки приводит к тому, что граница между светлой и темной частями растра колеблется во времени по вертикали с частотой 25 Гц. Этот дефект проявляется в виде хорошо заметного мерцания горизонтальных линий.

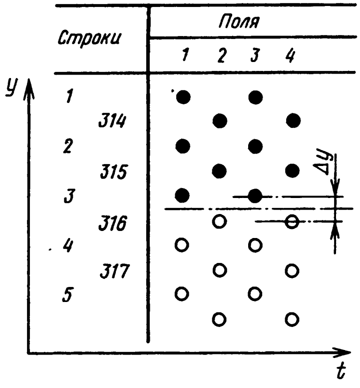


Рис.1.29. Пояснение причины появления мерцаний на вертикальных переходах

Так как во всех действующих системах цветного телеви-

дения яркостная и цветовая информация передается в общей полосе частот и одновременно, между ними возникают перекрестные искажения.

Чтобы устранить рассмотренные недостатки, уже в 60-е годы были начаты работы по созданию новых цветных телевизионных систем с увеличенным числом строк и повышенной четкостью по горизонтали. Это направление исследований называют телевидением высокой четкости (ТВЧ). Возможность разработки систем ТВЧ обусловлена значительной избыточностью информации, содержащейся в телевизионном сигнале. Исключая такую избыточность, можно повысить четкость, не расширяя чрезмерно полосу частот, занимаемую телевизионным каналом.

Система МЬЮЗ. Первая система ТВЧ была разработана в 1977 г. японской фирмой NHK. Она получила название МЬЮЗ (MUSE). Эта аббревиатура означает "Кодирование с многократной дискретизацией" (Multiple Sab-sampling encoding). Система предназначена для спутникового вещания в диапазоне 12 ГГц с полосой канала 27 МГц. На разработку потрачено около 10 млрд. долл. В системе используется чересстрочный стандарт 1125 строк при частоте кадров 30 Гц. Вся обработка сигнала на передающей стороне производится цифровыми методами с использованием памятей на строку и поле. Отдельно обрабатывается каждый участок изображения. Специальный детектор движения позволяет различить сигналы, соответствующие статическому или подвижному участку. В зависимости от этого меняется алгоритм обработки. Подвижные участки проходят внутриполевую двумерную интерполяцию. На статических участках осуществляется интерполяция соседних полей и кадров. В результате обработки исключается избыточность и уменьшается ширина спектра сигнала. После уплотнения видеосигнал переводится в аналоговую форму. В него вводятся цифровой сигнал звука и цифровые сигналы управления, обеспечивающие изменение алгоритма обработки в декодере. В выходном сигнале все составляющие разделены во времени. Первые две строки кадра отведены на кадровые синхроимпульсы. Потом идет цифровой пакет для передачи звукового сопровождения. После этого передаются разделенные во времени видеосигналы. Из 480 отсчетов, приходящихся на каждую строку, 12 отсчетов отведено на строчный синхроимпульс, 94 — на цветоразностный сигнал и 374 — на сигнал яркости. Цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} чередуются по строкам. При этом каждое поле начинается со строки одного "цвета". За время кадра (1125 строк) передается информация о четырех полях. В интервалах между видеосигналами передаются цифровые сигналы звукового сопровождения, сигналы управления и аналоговые сигналы, обеспечивающие возможность фиксации уровней черного.

Система МЬЮЗ — пока единственная в мире практически используемая система ТВЧ. Опытные передачи начались в 1989 г., регулярное вещание ведется с 1991 г. Время вещания через спутник BS-3 составляет 9 ч в сутки. Разработан цифровой ви-

деомагнитофон, обеспечивающий возможность многократной перезаписи сигнала МЬЮЗ без понижения качества. Выпущено около 20 тыс. очень дорогих телевизоров.

Существенным недостатком системы МЬЮЗ является необходимость широкой полосы пропускания канала связи, что обусловлено использованием аналогового сигнала. Хотя разработчики непрерывно модернизируют систему МЬЮЗ, совершенно очевидно, что она никогда не будет принята в других странах.

Система Эйч Ди-МАК (HD-MAC). Начиная с 70-х годов в Европе велись разработки системы ТВЧ, альтернативной системе МЬЮЗ, но более соответствующей принятым здесь стандартам. Работы велись рядом фирм Франции, ФРГ и Голландии в рамках программы "Эврика-95". Предполагалось решать задачу в два этапа. Сначала внедрить для массового вещания систему Д2-МАК, которая устраняет основные недостатки существующих систем цветного телевидения, но не является системой высокой четкости. На втором этапе хотели внедрить совместимую с Д2-МАК систему ТВЧ Эйч Ди-МАК.

Вещание по системе Д2-МАК велось через геостационарные спутники, находящиеся над западно-европейским регионом. Передачи осуществлялись в диапазоне сантиметровых волн (12 ГГц), для приема которых используется параболическая антенна. Фирмами ИТТ и "Филипс" были разработаны комплекты микросхем, на базе которых выпускались декодеры Д2-МАК.

Остановимся на основных особенностях системы Д2-МАК [1.8]. На рис.1.30 показано расположение мультиплексированных компонент сигнала Д2-МАК в пределах одной строки.

Начальный интервал строки (примерно 10 мкс), соответствующий в телевизоре обратному ходу по строкам, отведен на передачу цифровой информации, включающей синхросигнал строк, сигналы звукового сопровождения и дополнительную информацию (например, телетекст). В цифровом пакете применено так называемое дуобинарное кодирование с использова-

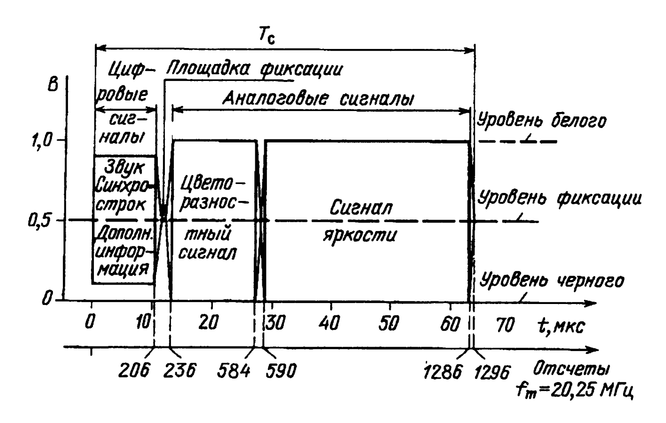


Рис.1.30. Форма полного цветового видеосигнала Д2-МАК

нием трехуровневого сигнала (0; 0,5; 1,0), которое в 2 раза уменьшает требуемую ширину полосы частот канала. В названии системы дуобинарное кодирование обозначено индексом Д2.

Цифровые компоненты передаются с тактовой частотой 20,25 МГц и занимают интервал в 206 тактов (103 бита информации за строку). Остальную часть строки занимают аналоговые видеосигналы. Сначала за время примерно 17 мкс передается уплотненная строка одного из цветоразностных сигналов, например E'_{R-Y} (с такта 263-го по 584-й). Затем следует также уплотненный во времени до 34,6 мкс сигнал E'_Y (с такта 530-го по 1286-й). Цветоразностные сигналы, как и в системе СЕКАМ, чередуются по строкам, например в четных строках передаются составляющие E'_{R-Y}, а в нечетных — E'_{B-Y}. Между цифровым и аналоговым сигналами передается площадка фиксации, расположенная на уровне 50% полного размаха аналогового сигнала. Для биполярных цветоразностных сигналов площадка фиксации совпадает с их уровнем черного. Для сигнала яркости площадка фиксации соответствует уровню серого. Аналоговые сигналы располагаются в интервале от нуля (уровень черного для сигнала яркости) до 1 В (уровень белого для сигнала яркости). Цифровой пакет имеет амплитуду $\pm 0,4$ В относительно уровня фиксации +0,5 В.

Сигнал яркости формируется в соответствии с выражением (1.2) при $\gamma = 2,8 \pm 0,3$.

Цветоразностные компоненты имеют следующие размахи:

$$E'_U = 0{,}733\, E'_{B-Y}, \quad E'_V = 0{,}927\, E'_{R-Y}\,. \qquad (1.29)$$

Временное уплотнение аналоговых компонент приводит к расширению полосы частот канала связи. Так, для сигнала E'_Y спектр расширяется в 52/34 ≈ 1,5 раза, т.е. с 6 до 9 МГц. Спект-

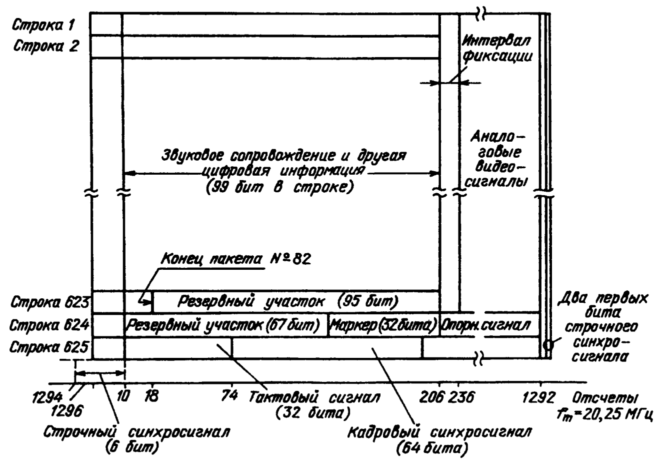


Рис.1.31. Расположение пакетов цветовой информации сигнала Д2-МАК в пределах одного кадра

ры цветоразностных сигналов расширяются в 52/17 ≈ 3 раза, или с 1,5 до 4,5 МГц.

На рис.1.31 показано временное распределение цифровой информации Д2-МАК в интервале одного кадра. Первые 6 бит в каждой строке отведены на передачу закодированного в цифровой форме строчного синхроимпульса. На участке с первой по 622-ю строку и с 10-го по 206-й отсчет в каждой строке передаются следующие друг за другом пакеты цифровой информации, каждый из которых содержит 751 бит. В начале 623-й строки заканчивается 82-й такой пакет. Общий поток цифровой информации составляет 751×82×50 = 3,14 Мбит/с.

Все пакеты имеют одинаковый формат, в котором первые 10 бит отведены на адрес, используемый в приемнике (звуковой канал, телетекст и т.д.). Последующие 13 бит используются для дополнительной помехозащиты адресации. Затем с помощью восьми бит обозначают тип звукового сопровождения (моно, стерео). Наконец последние 720 бит образуют 90 байт полезной информации.

Основное назначение цифровой части сигнала Д2-МАК — передача звукового сопровождения и сигналов синхронизации.

Могут передаваться либо четыре независимых монофонических канала, либо два стерео.

В последней, 625-й строке кадра передается цифровой кадровый синхроимпульс.

Декодер Д2-МАК раздельно обрабатывает цифровую и аналоговую информацию, содержащуюся в сигнале. Аналоговые компоненты видеосигнала с помощью АЦП, работающего с тактовой частотой 20,25 МГц, переводятся в цифровую форму. Цифровые яркостный и цветоразностные сигналы записываются в устройства памяти на строку. Затем они считываются из этих устройств. Сигнал яркости считывается на тактовой частоте 13,5 МГц, а цветоразностные — 6,75 МГц. В результате сигналы растягиваются на весь активный интервал строки. Например, интервал, занимаемый сигналом яркости, увеличивается с 34,6 до 34,6 (20,25/13,5) = 52 мкс. Чтобы уменьшить потери вертикальной цветовой четкости, вызванные поочередной по строкам передачей цветоразностных сигналов, их подвергают дополнительной обработке. В каждой строке принятый от телецентра цветоразностный сигнал используется непосредственно, а недостающий формируется как полусумма сигналов из предыдущей и последующей строк:

$$\left.\begin{aligned} &\text{строка } n \\ &\quad E'_{R-Y} = E'_{vn}; \quad E'_{B-Y} = \frac{E'_{u\,n-1} + E'_{u\,n+1}}{2}, \\ &\text{строка } n+1 \\ &\quad E'_{B-Y} = E'_{un+1}; \quad E'_{R-Y} = \frac{E'_{vn} + E'_{v\,n+2}}{2}. \end{aligned}\right\} \qquad (1.30)$$

Затем цифровые цветоразностные и яркостный сигналы переводятся с помощью трех ЦАП в аналоговую форму. Из

них с помощью матрицы получают сигналы основных цветов E'_R, E'_G, E'_B, которые вводятся в *RGB*-каналы цветного телевизора.

Система Д2-МАК обеспечивает существенно лучшее качество цветного изображения, чем системы СЕКАМ, ПАЛ или НТСЦ. На изображении нет помех от цветовой поднесущей, отсутствуют перекрестные искажения между сигналами яркости и цветности и заметно повышена четкость.

В системе Эйч Ди-МАК были сохранены основные особенности системы Д2-МАК — использовались разделенные во времени аналоговые видеосигналы и цифровой звук. В кодирующем устройстве использовался стандарт 1250 строк при частоте полей 50 Гц и чересстрочная развертка. Сигнал проходит аналого-цифровой преобразователь и подвергается уплотнению. Для этого используется двумерная фильтрация. С помощью детектора движения анализируются блоки изображения (8×8 элементов). В результате сигнал разделяется в три параллельных канала. В первом канале обрабатываются сигналы от участков изображения, где нет движения, во втором канале — сигналы от участков с медленным движением и в третьем — сигналы от участков с быстрым движением. Затем формируется единый цифровой сигнал, который переводится в аналоговую форму. Для управления обработкой сигнала в декодере формируется специальный сигнал, который передается в виде цифрового пакета на обратном ходу по полю.

К 1992 г. были разработаны микросхемы для кодера и декодера Эйч Ди-МАК и изготовлены опытные образцы приемников. Во время Олимпийских игр в Барселоне в 1992 г. проводились опытные передачи по системе Эйч Ди-МАК. Однако уже в 1993 г. все работы в этом направлении были полностью прекращены.

Это вызвано разработкой в США цифровой системы ТВЧ. Система была создана на базе исследований по цифровому сжатию спектра телевизионного сигнала. В основе методов сжатия лежит использование дискретной модуляции (ДИКМ) и дискретного косинусного преобразования. Несколькими фирмами США были предложены различные варианты цифровых систем ТВЧ. В результате опытных передач и сравнения разработанных систем в 1994 г. была выбрана система фирмы "Зенит", предусматривающая формат кадра 16:9, полосу сигнала яркости 34 МГц, цветоразностных сигналов 17 МГц, прогрессивную развертку и число отсчетов сигнала яркости в строке 1280 при 720 активных строках. Благодаря уплотнению спектра этот сигнал может передаваться в полосе стандарта М (6 МГц). Программы ТВЧ могут приниматься и обычными приемниками НТСЦ, но без повышения четкости. До настоящего времени в США продолжаются опытные передачи по принятой системе.

В Европе стандарт цифрового ТВЧ пока не принят. Ведутся исследования, уже отработаны и серийно выпускаются микросхемы, обеспечивающие сжатие спектра телевизионного сигнала (методы MPEG1 и MPEG2), но используется эта техника

пока лишь в компьютерах и для передачи по одному телевизионному каналу нескольких программ обычного телевидения — ПАЛ или СЕКАМ. Можно с большой уверенностью сказать, что по крайней мере до конца текущего столетия ТВЧ в Европе не заменит полностью стандарты ПАЛ и СЕКАМ. Причин этого несколько.

Прежде всего приемник ТВЧ еще долгое время будет оставаться чрезвычайно дорогим устройством, что ограничит его широкое распространение. Одна из причин этого — высокая стоимость кинескопов повышенной четкости. Обычные кинескопы большого размера с форматом 16:9 и шагом маски 0,7 мм стоят около 500 долл. Кинескопы такого же размера с меньшим шагом маски стоят во много раз дороже, имеют уменьшенную яркость и серийно не выпускаются. Но и они не обеспечивают разрешающей способности, необходимой для полноценного воспроизведения изображения ТВЧ с числом строк более 1000. Именно поэтому в цифровой американской системе число строк сокращено до 788 при 1280 отсчетах (пикселях) в строке. Чтобы воспроизвести эти отсчеты, кинескоп должен иметь вдвое большее число люминофорных триад на ширине экрана, т.е. 2560. При ширине экрана кинескопа 70 см расстояние между триадами должно быть не более 700/2560=0,27 мм. Кинескоп большого размера с таким шагом маски в принципе может быть изготовлен, но по цене он будет недоступен массовому потребителю.

Использование вместо масочного кинескопа проекционных систем позволяет обеспечить необходимую разрешающую способность, но также связано с существенным удорожанием аппаратуры.

Наконец, в качестве устройства отображения могут использоваться плоские панели. Японскими фирмами разработаны люминесцентные панели большого формата, обеспечивающие высокую яркость изображения при разрешающей способности, достаточной для устройств ТВЧ. Но и их стоимость пока исчисляется тысячами долларов.

Есть еще один аспект этой проблемы, тормозящий внедрение ТВЧ. В ряде случаев повышение четкости изображения совершенно не нужно. Это прежде всего относится к студийным передачам, пьесам и художественным фильмам, где повышение четкости подчеркнет дефекты лиц актеров, ничего не прибавив в художественном плане. Кинооператоры, имеющие в своем распоряжении кинопленку с высоким разрешением, немалые усилия тратят на уменьшение четкости, используя, например, мягкорисующую оптику.

Поэтому внедрение ТВЧ требует не только новой аппаратуры, но и новых методов режиссуры.

Все эти причины привели к тому, что в последние годы телевизионные фирмы вместо внедрения ТВЧ разрабатывают так называемые телевизоры повышенного качества. В этих телевизорах сохранена четкость существующих стандартов, но приняты меры по уменьшению недостатков, присущих этим стандартам, а также внедрены новые потребительские возможности.

Для повышения качества изображения в состав телевизора введены блоки, производящие дополнительную обработку сигнала — повышение частоты кадровой развертки для уменьшения мерцаний, подавление шумов и т.д. Устройство этих блоков подробно рассмотрено в гл.9.

Новым качеством современного телевизора прежде всего является изменение формата изображения.

Телевидение с форматом изображения 16:9. Большинство современных фильмов сняты в широкоэкранном формате. Когда они воспроизводятся на обычных телевизорах, в верхней и нижней частях растра получаются черные полосы, которые мешают восприятию. Такой формат изображения получил название letterbox — "почтовый ящик". В дорогих телевизорах с большим экраном применяют переключение размера растра. Изображение можно увеличивать так, что оно полностью будет вписываться в размер экрана по вертикали. При этом черные полосы исчезают, но срезаются правая и левая части широкоэкранного изображения. Если применить кинескоп с форматом 16:9, то изображение широкоэкранного фильма будет воспроизводиться полностью и без черных полос (см. гл.9). Во всех случаях при воспроизведении широкоэкранных фильмов снижается вертикальная четкость изображения, так как часть строк тратится на воспроизведение черных полос.

В Западной Европе разработан стандарт цветного телевидения повышенного качества с форматом изображения 16:9, в котором этот недостаток устранен. Новый стандарт получил название ПАЛ-плюс. В отличие от стандарта Д2-МАК стандарт ПАЛ-плюс совместим с обычными телевизорами ПАЛ и может передаваться по наземным линиям связи. На экранах обычных телевизоров изображение ПАЛ-плюс выглядит как обычное широкоэкранное с форматом letterbox, т.е. с черными полосами сверху и снизу. При этом на само изображение приходится 430 строк и по 72 строки на каждую из черных полос, т.е. сохраняется пониженная вертикальная четкость. На экране специального телевизора ПАЛ-плюс с форматом изображения 16:9 обеспечивается полная вертикальная четкость (576 активных строк в кадре). Для этого применяется специальное кодирование сигнала на передающей стороне.

На рис.1.32 показана упрощенная функциональная схема кодера ПАЛ-плюс. Вся обработка сигналов внутри кодера — цифровая. На вход кодера поступает цифровой сигнал Y, U, V с форматом изображения 16:9, числом активных строк 576, частотой дискретизации 13,5 МГц и с чересстрочным разложением, т.е. с форматом 625/50/2:1 4:2:2. Этот сигнал проходит в блок преобразования стандарта разложения, содержащий памяти на поле и строку, где преобразуется в два сигнала. Первый из них содержит 430 активных строк (по 215 в каждом поле), а второй — 144 строки (по 72 в каждом поле). Первый сигнал соответствует обычному широкоэкранному изображению letterbox с пониженной вертикальной четкостью. Второй сигнал $Y_п$ содержит недостающую информацию о вертикальной четкости

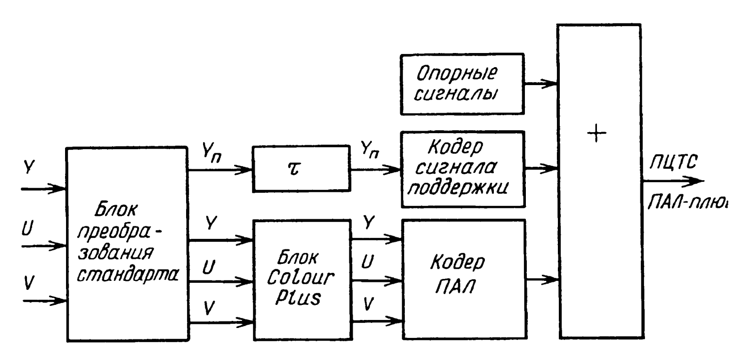


Рис.1.32. Упрощенная функциональная схема кодера ПАЛ-плюс

и называется сигналом вертикальной поддержки (helper). Этот сигнал содержит только яркостную компоненту. В блоке преобразования стандарта разложения раздельно обрабатываются яркостные и цветовые компоненты. Алгоритмы обработки зависят от вида входного сигнала. Если сигнал поступает от телекинопроектора и в нем дважды повторяется одно и то же поле (кинорежим), то для яркостного сигнала применяется внутрикадровая обработка. Когда датчиком сигнала является телевизионная камера и при движущемся изображении соседние поля имеют отличающееся содержание (камерный режим), используется внутриполевая обработка сигнала яркости.

Аналогичным образом обрабатываются цветоразностные сигналы.

После блока преобразования стандарта разложения компоненты сигнала letterbox проходят дополнительную обработку, целью которой является уменьшение перекрестных искажений между составляющими яркости и цветности. Алгоритм обработки называется Colour Plus. Обработка сигналов производится как в кодере (предобработка), так и в декодере. В декодере используется вертикально-временной фильтр с памятью на поле. Складываются и вычитаются сигналы из смежных строк двух соседних полей. При сложении выделяется яркостная компонента и подавляются цветовые. При вычитании выделяется составляющая цветности и подавляется яркостная компонента (см. гл.9). Обработке подвергается только участок спектра, где передается сигнал цветности. В кодере сигнал яркости сначала разделяется фильтрами на низкочастотную и высокочастотную составляющие. Высокочастотная составляющая проходит вертикальную фильтрацию, и полученный сигнал яркости суммируется с низкочастотной составляющей. В камерном режиме начинает работать детектор движения, который по мере увеличения интенсивности движения уменьшает амплитуду высокочастотной составляющей яркостного сигнала. При быстром движении используется только низкочастотная составляющая *Y*.

Цветоразностные компоненты *U* и *V* проходят фильтры нижних частот, ограничивающие их полосу до 1,4 МГц. Затем про-

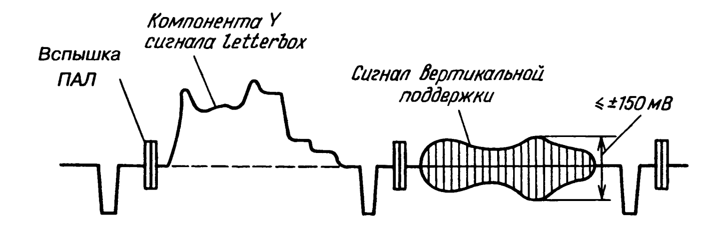


Рис.1.33. Яркостная компонента сигнала letterbox и строка сигнала вертикальной поддержки

изводится внутрикадровое усреднение сложением сигналов, разнесенных на 312 строк. В кинорежиме используются только эти усредненные составляющие. В камерном режиме детектор движения управляет сложением усредненного и прямого цветоразностных сигналов. При этом доля усредненного сигнала уменьшается с ускорением движения.

После блока Colour Plus сигналы letterbox направляются в кодер ПАЛ, который формирует сигнал цветности, по виду аналогичный обычному сигналу цветности ПАЛ.

Сигнал $Y_п$ вертикальной поддержки поступает в отдельный кодер поддержки, где обеспечивает балансную модуляцию цветовой поднесущей ПАЛ, имеющей фазу сигнала U_B. Сигнал вертикальной поддержки воспроизводится на обычных телевизорах ПАЛ в виде темных полос в верхней и нижней частях растра. Чтобы уменьшить заметность модуляции на этих участках изображения, модуляция осуществляется на уровне черного, а амплитуда сигнала на выходе модулятора не превышает $\pm$150 мВ, как это показано на рис.1.33. Кроме основного сигнала letterbox и сигнала вертикальной поддержки в системе ПАЛ-плюс используются также сигнал опознавания широкоэкранного режима работы, передаваемый в первой половине 23-й строки, и опорные сигналы, передаваемые во второй половине 23-й строки и в 623-й строке. Опорные сигналы служат для установки режима работы декодера. Расположение всех рассмотренных сигналов в двух смежных полях показано на рис.1.34. Сигнал letterbox занимает 215 строк в каждом поле (430 строк в кадре). Сигнал вертикальной поддержки передается двумя порциями по 36 строк в верхней и нижней частях каждого поля (144 строки в кадре). Все эти сигналы суммируются, а затем проходят цифроаналоговый преобразователь, формирующий полный цветовой видеосигнал ПАЛ-плюс.

В приемнике ПАЛ-плюс сигнал разделяется с помощью временной селекции на полный цветовой видеосигнал и сигнал вертикальной поддержки, модулирующий цветовую поднесущую (рис.1.35). Полный цветовой видеосигнал демодулируется в декодере ПАЛ. Сигнал вертикальной поддержки $Y_п$ выделяется с помощью отдельного балансного демодулятора. Сигналы Y, U, V проходят дополнительную обработку в блоке Colour Plus, где ослабляются перекрестные искажения яркость — цветность. За-

Номера строк
23
24
25
58
59
60
61
273
274
275
276
309
310
311
312
335
336
337
370
371
372
373
585
586
587
588
621
622
623
624

Опорный сигнал

Сигнал вертикальной поддержки (36 строк)

Основное изображение (215 строк)

Сигнал вертикальной поддержки (36 строк)

Первое поле

Сигнал вертикальной поддержки (36 строк)

Основное изображение (215 строк)

Сигнал вертикальной поддержки (36 строк)

Опорный сигнал

Второе поле

Рис.1.34. Форма кадра ПАЛ-плюс

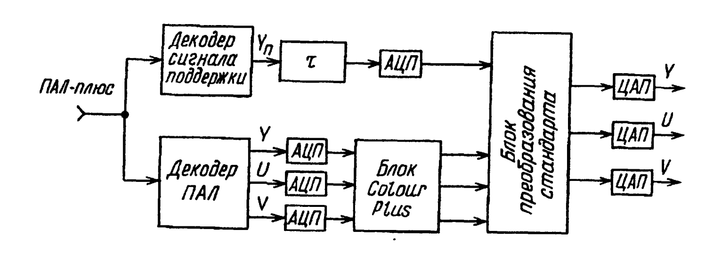


Рис.1.35. Функциональная схема декодера ПАЛ-плюс

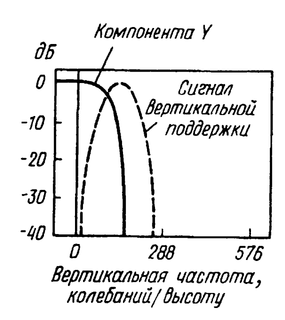


Рис.1.36. Вертикальные спектры сигнала Y и сигнала вертикальной поддержки (камерный режим)

тем в блоке преобразования стандарта формируется сигнал, содержащий 576 активных строк и обеспечивающий формат изображения 16:9. Восстановление вертикальной четкости обеспечивается за счет сигнала вертикальной поддержки. На рис.1.36 показаны вертикальные спектры яркостной составляющей сигнала letterbox и сигнала вертикальной поддержки. Суммарная информация, содержащаяся в этих двух сигналах, и обеспечивает восстановление исходной вертикальной четкости. Следует отметить, что в системе ПАЛ-плюс не обеспечивается восстановление вертикальной цветовой четкости, что, однако, не создает заметных искажений.

В 1994 г. разработаны микросхемы и основная аппаратура ПАЛ-плюс, а в 1995 г. начаты передачи по этой системе.

Российские специалисты в 1994 г. предложили систему СЕКАМ-плюс, в которой использованы основные принципы ПАЛ-плюс, но уменьшена заметность сигнала вертикальной поддержки. Это обеспечивается за счет того, что сигнал поддержки модулирует по амплитуде цветовую поднесущую СЕКАМ. В декодере СЕКАМ обычного телевизора амплитудная модуляция полностью срезается ограничителями, и помехи на черных полосах устраняются.

В конце 80-х годов появился новый формат бытовой видеозаписи, который называется “Супер-Ви Эйч ЭС” (S-VHS). Он отличается от обычного формата VHS тем, что полоса сигнала яркости расширена с 2,4 до 4,5 МГц. При этом яркостный сигнал и цветовая поднесущая, модулированная по стандарту ПАЛ, не смешиваются, а выводятся из камеры или видеомагнитофона по отдельным проводам, что существенно уменьшает перекрестные искажения и повышает качество цветного изображения. Большинство современных телевизоров высокого класса имеют специальный разъем для подключения сигналов S-VHS. При этом в декодере предусматривается коммутация, позволяющая пропустить в режиме VHS яркостный сигнал в обход режекторных фильтров.

Существует возможность модернизировать систему СЕКАМ так, что она будет обеспечивать качество стандарта S-VHS.

При разработке системы СЕКАМ французские специалисты исходили из возможности ее применения в Западной Европе, где используется стандарт черно-белого телевидения B/G (разнос несущих изображения и звука 5,5 МГц). Поэтому и были выбраны частоты цветовых поднесущих 4,25 и 4,40625 МГц, соответствующие высокочастотному участку спектра сигнала яркости. В результате полоса сигнала яркости с учетом действия режекторного фильтра сокращается до 3,5 МГц, а четкость изображения оказывается меньше 300 телевизионных линий (твл). Наложение спектров сигналов яркости и цветности со-

здает цветовые муары на неокрашенных участках изображения с мелкой вертикальной структурой.

Отечественный черно-белый стандарт D/K предусматривает разнос несущих 6,5 МГц. Однако в принятой версии системы СЕКАМ это преимущество стандарта никак не используется. Режекторный фильтр подавляет сигнал в диапазоне частот 3,5...4,5 МГц. Остается низкочастотная часть спектра 0...3,5 МГц и высокочастотный участок спектра 5,5...6,5 МГц, который лежит за пределами разрешающей способности масочного кинескопа. При этом четкость изображения, как и в системе ПАЛ B/G, составляет всего 270 твл. Кроме того, "двугорбая" амплитудно-частотная характеристика канала яркости существенно увеличивает фазовые искажения, что создает выбросы и повторы на переходах.

Качество изображения по системе СЕКАМ можно было бы существенно улучшить, если увеличить значения частот цветовых поднесущих на 1 МГц (5,25 и 5,40625 МГц), а полосу частот канала яркости ограничить значением 4,5 МГц. Такая модернизированная система СЕКАМ имеет следующие преимущества:

четкость телевизионного изображения повышается с 270 до 350 твл;

устраняются цветовые муары на изображении;

полностью реализуется разрешающая способность масочного кинескопа;

существенно улучшается форма переходного процесса в канале яркости, устраняются повторы и выбросы, вызванные режекторным фильтром.

Качество изображения, получаемое на экране приемника, оказывается таким же, как в стандарте S-VHS. Поэтому модернизированная система СЕКАМ получила название "Супер-Секам". Внедрение модернизированного стандарта затрудняется его несовместимостью с действующим стандартом СЕКАМ.

Поэтому предложен совместимый вариант стандарта "Супер-СЕКАМ", в котором используется перенос по частоте участка спектра сигнала яркости.

Сигнал яркости в модернизированном кодере формируется из низкочастотной (0...3,5 МГц) и высокочастотной (3,5...4,5 МГц) составляющих. Высокочастотная составляющая переносится по частоте в область 5,5...6,5 МГц. Сигнал цветности СЕКАМ со стандартными значениями частот поднесущих передается в диапазоне 3,5...5,5 МГц, где нет спектральных составляющих сигнала яркости. В усовершенствованном приемнике составляющие полного цветового сигнала разделяются фильтрами. Сигнал цветности демодулируется обычным способом. Высокочастотная составляющая сигнала яркости возвращается в исходный диапазон частот 3,5...4,5 МГц и складывается с низкочастотной составляющей, образуя спектр 0...4,5 МГц. В результате повышается четкость изображения и полностью устраняются перекрестные искажения яркость — цветность и цветность — яркость.

Сигнал "Супер-СЕКАМ" может приниматься и обычными телевизорами. Качество изображения при этом улучшается за счет исключения перекрестных искажений.

Глава 2
Канал цветности СЕКАМ

2.1. Функциональные схемы канала цветности СЕКАМ

До настоящего времени продолжается совершенствование канала цветности СЕКАМ. Цель таких работ — сокращение количества громоздких дискретных элементов, таких как ультразвуковая линия задержки, упрощение интегрализации, создание относительно простых многостандартных декодеров и, наконец, повышение качества цветного изображения. Рассмотрим основные варианты функциональной схемы канала цветности.

Стандартный канал цветности. Основы такого канала заложены в первых патентах, касающихся системы СЕКАМ. Функциональная схема его представлена на рис.2.1. Полный видеосигнал СЕКАМ поступает на корректор высокочастотных предыскажений КВП. В каналах цветности профессиональных декодирующих устройств перед КВП обычно включают полосовой фильтр, уменьшающий помехи от сигнала яркости. Амплитудный ограничитель АО1 подавляет импульсные помехи и обеспечивает постоянство размаха сигнала цветности. Устройство АРУ, имеющееся в каждом телевизоре, поддерживает неизменным размах видеосигнала на выходе детектора. Это не гарантирует стабильности амплитуды сигнала цветности, которая зависит от формы АЧХ всего канала связи и может меняться в довольно широких пределах. Чрезмерно глубокое ограничение сигнала повышает заметность шумов. Поэтому иногда в канал цветности вводят цепь АРУ, а степень ограничения сигнала первым ограничителем снижают.

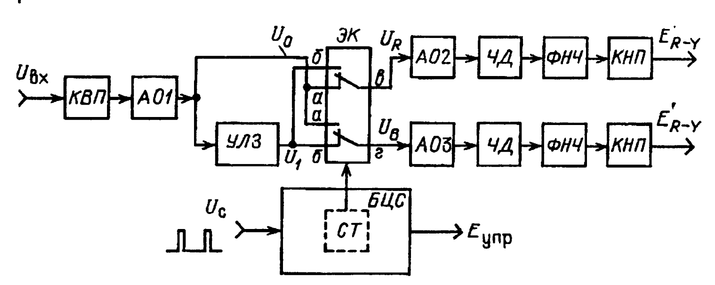


Рис.2.1. Функциональная схема стандартного канала цветности СЕКАМ

Ограниченный сигнал цветности U_0, в котором цветовая поднесущая поочередно, через строку модулирована сигналами D'_R и D'_B (см. рис.2.1), поступает на вход *а* электронного коммутатора ЭК. На второй вход *б* этого коммутатора сигнал цветности проходит через линию задержки со временем задержки, равным длительности строки. В аналоговых каналах цветности обычно используется ультразвуковая линия задержки УЛЗ. В задержанном сигнале U_1 цветовая поднесущая модулирована сигналом D'_R в тех строках, где в прямом сигнале U_0 осуществляется модуляция составляющей D'_B, и наоборот. Электронный коммутатор ЭК управляется напряжением полустрочной частоты, вырабатываемым релаксационным генератором, входящим в состав блока цветовой синхронизации БЦС. В качестве такого генератора чаще всего используется счетный триггер СТ, управляемый по счетному входу строчными импульсами. В результате действия коммутатора сигналы на его выходах разделяются. На выход *в* каждую строку то из прямого, то из задержанного сигнала поступают составляющие U_R, а на выход *г* — составляющие U_B. Начальная фаза СТ произвольна. Поэтому возможен неправильный режим коммутатора, когда сигналы U_R подаются в канал $B-Y$, а сигналы U_B — в $R-Y$. Чтобы этого не происходило, предусмотрена цветовая синхронизация триггера. Для этого в БЦС сравнивается фаза чередования составляющих U_R и U_B в принятом сигнале с фазой работы триггера. Если фаза триггера неправильна, осуществляется ее коррекция. Кроме того, БЦС включает сигнал цветности, если принимается сигнал СЕКАМ, и выключает канал, если принимается сигнал другой системы или черно-белая программа.

Разделенные сигналы цветности проходят вторые ограничители (АО2 и АО3), устраняющие паразитную АМ поднесущей, вызванную неравномерностью АЧХ линии задержки и коммутатора, а также возникающими в линии задержки отражениями сигнала, и поступают в частотные детекторы ЧД, обеспечивающие демодуляцию сигналов цветности и выделение цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Существует значительное количество схемных решений ЧД, которые будут в дальнейшем подробно рассмотрены. Демодулированные цветоразностные сигналы проходят через ФНЧ, где подавляются остатки цветовой поднесущей, а затем через цепи коррекции низкочастотных предыскажений КНП.

Канал цветности без линии задержки. Канал цветности, в котором отсутствует линия задержки (рис.2.2), был предложен в патенте [2.1]. Сигнал цветности после КВП поступает на электронный коммутатор ЭК, разделяющий составляющие U_R и U_B, которые затем через амплитудные ограничители АО подаются на частотные детекторы ЧД. Очевидно, что демодулированные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} на выходах такого канала присутствуют через строку. Поэтому на красных участках изображения окрашены будут только, например, четные строки, а на синих — нечетные. При наблюдении изображения с достаточно большого расстояния строчная структура красных и синих участков ста-

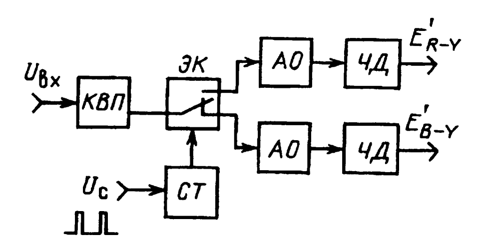


Рис.2.2. Функциональная схема канала цветности СЕКАМ без линии задержки

новится незаметной, но цветовая насыщенность оказывается вдвое ниже номинальной. Поэтому приходится увеличивать вдвое размахи цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Существенно искажается цветоразностный сигнал E'_{G-Y}. Особенности канала цветности без УЛЗ рассмотрены в [2.2].

Канал цветности с коммутацией демодулированных сигналов. Паразитные емкости запертых ветвей ЭК в стандартной схеме канала цветности создают интерференцию прямого и задержанного сигналов, вызывающую неустранимые перекрестные искажения. Этот недостаток исключается, если коммутировать не цветовые поднесущие, а демодулированные цветоразностные сигналы [2.3]. Аналогичное решение было предложено в [2.4]. Структурная схема канала показана на рис.2.3. Прямой и задержанный сигналы после амплитудных ограничителей АО подаются непосредственно на входы частотных детекторов ЧД, которые имеют одинаковый знак наклона АЧХ. На выходах КНП выделяются одинаковые по форме, но сдвинутые на время строки сигналы, в которых составляющие E'_{R-Y} и E'_{B-Y} чередуются и имеют разную полярность, причем уровни черного в строках $R-Y$ и $B-Y$ сдвинуты на значение $\pm\Delta U$, обусловленное тем, что частоты немодулированных поднесущих отличаются на 156 кГц. После ЭК составляющие E'_{R-Y} и E'_{B-Y} разделяются, а инвертор ИНВ позволяет получить одинаковую их полярность. В рассмотренной схеме паразитные связи в ЭК вызывают интерференцию не цветовых поднесущих, а цветоразностных сигналов, что создает существенно меньшие искажения.

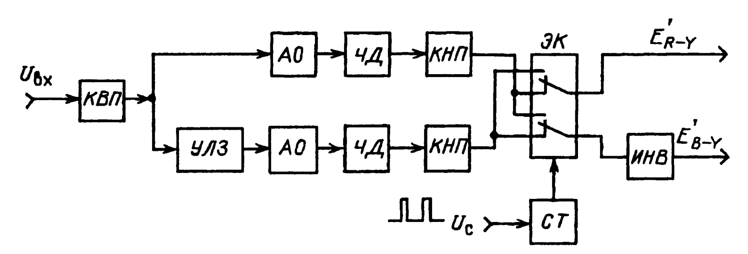


Рис.2.3. Функциональная схема канала цветности с коммутацией демодулированных сигналов

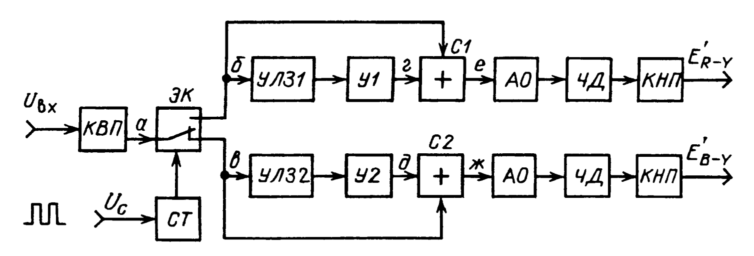


Рис.2.4. Функциональная схема канала цветности с двумя линиями задержки

Канал цветности с двумя (несколькими) линиями задержки. В стандартном канале цветности (рис.2.1) для задержки сигнала применяется УЛЗ. Из-за внутренних отражений волны ультразвука на выходе такой линии возможно наложение сигналов из двух соседних строк, т.е. интерференция составляющих U_0 и U_1, которая вызывает такие же перекрестные искажения, как и паразитные связи в электронном коммутаторе. Для устранения этих искажений была разработана [2.5] структурная схема канала цветности, содержащего две УЛЗ (рис.2.4). Несколько позже подобное решение было предложено в [2.6]. Электронный коммутатор разделяет компоненты U_R и U_B сигнала цветности в два канала (рис.2.5,*а*), где эти компоненты присутствуют через строку (рис.2.5,*б* и *в*). Разделенные компоненты поступают на входы сумматоров С1, С2 (рис.2.4) и одновременно на входы УЛЗ1 и УЛЗ2.

На выходах УЛЗ выделяются задержанные на строку разделенные последовательности (рис.2.5,*г*,*д*), которые через усилители У1, У2, компенсирующие ослабление сигналов в УЛЗ, поступают на вторые входы сумматоров, заполняя "пустые" строки в разделенных сигналах (рис.2.5,*е*,*ж*). Так как ЭК разделяет компоненты U_R и U_B, любые отражения в УЛЗ не могут вызвать перекрестных искажений. Вместе с тем используемый в схеме коммутатор проще стандартного, имеющего два входа и два выхода. Поэтому в нем удается обеспечить меньшие паразитные связи. Удорожание канала, вызванное использованием двух УЛЗ вместо одной, уменьшается по мере

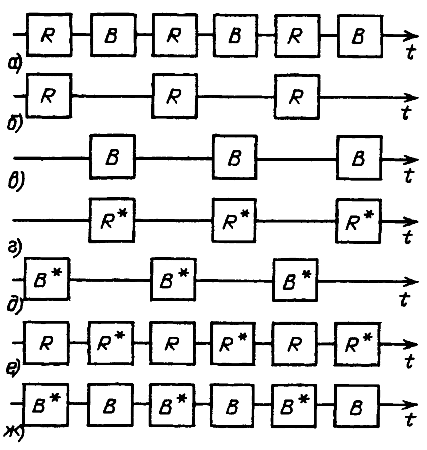


Рис.2.5. Эпюры сигналов в схеме на рис.2.4

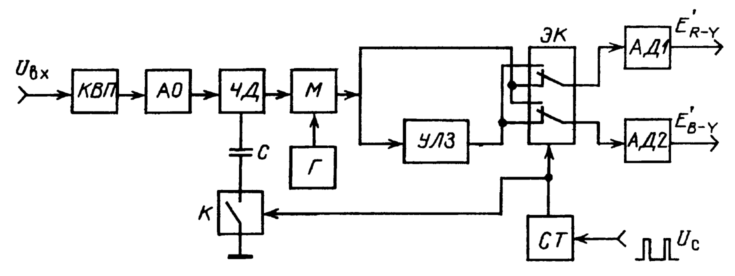


Рис.2.6. Функциональная схема канала цветности с амплитудным модулятором

совершенствования технологии и окупается существенным повышением качества изображения.

Рассмотренная схема использована в одном из декодеров для студийного видеоконтрольного устройства разработанной французской фирмой "Томсон". Американская фирма "Тектроникс", развивая идею канала цветности с двумя УЛЗ, предложила использовать несколько линий задержки [2.7], которые с помощью специальных коммутаторов поочередно на нескольких последовательных строках вводятся в канал задержки. Это позволяет устранить влияние отражений высших порядков, поскольку пауза между двумя строками, во время которых на данную УЛЗ поступает сигнал, увеличивается во столько раз, сколько УЛЗ используется в канале.

Канал цветности с амплитудным модулятором. В 1972 г. американской фирмой РКА был предложен канал цветности СЕКАМ, структурная схема которого приведена на рис.2.6 [2.8]. После КВП и ограничителя АО сигнал цветности демодулируется одиночным частотным детектором ЧД. Нулевая частота детектора перестраивается подсоединением на каждой второй строке с помощью ключа К дополнительного конденсатора С так, что уровни черного в чередующихся демодулированных сигналах E'_{R-Y} и E'_{B-Y} становятся одинаковыми. Эти сигналы в модуляторе М повторно модулируют по амплитуде высокочастотный синусоидальный сигнал от генератора Г, лежащий в полосе пропускания УЛЗ. Коммутатор разделяет составляющие U_R и U_B прямого и задержанного сигналов, а амплитудные детекторы АД1 и АД2 демодулируют разделенные и повторяющиеся на каждой строке цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Электронный коммутатор и ключ К управляются напряжением полустрочной частоты от триггера СТ, ведомого строчными импульсами. В канале используются только один амплитудный ограничитель и один частотный детектор. Искажения, создаваемые интерференцией двух АМ сигналов, вызванной паразитными связями в ЭК, значительно меньше заметны на изображении, чем перекрестные искажения двух ЧМ сигналов при том же качестве коммутатора. Это объясняется тем, что частота АМ сигнала постоянна и интерференция не создает биений, а лишь несколько меняет амплитуду сигнала. Канал цветности с амплитудным модулятором

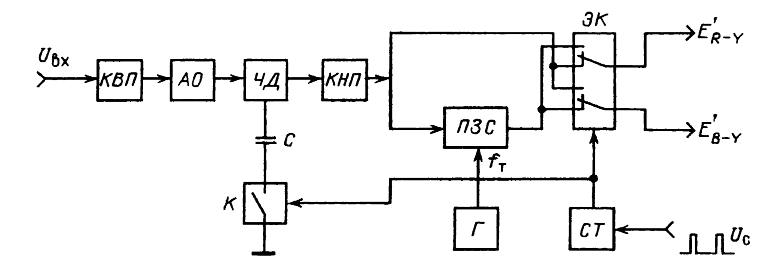


Рис.2.7. Функциональная схема канала цветности с использованием ПЗС

использован в микросхемах ТДА3030 фирмы "Моторола", ТДА3590 фирмы "Филипс" и в отечественной микросхеме КР1021ХА3.

Канал цветности с использованием ПЗС. По мере совершенствования технологии микросхем приборы с зарядовой связью (ПЗС) все шире используются в различных областях радиотехники в качестве устройств задержки и приемников изображения. Имеется обширная литература, посвященная принципам работы и конструкции различных типов ПЗС, например [2.9, 2.10 и др.]. Работа двухтактного ПЗС будет рассмотрена далее. Остановимся только на способах использования ПЗС в канале цветности.

Так как ПЗС обеспечивает задержку сигнала, он может заменить УЛЗ. На рис.2.7 показана простейшая функциональная схема канала цветности СЕКАМ с ПЗС. Сигнал цветности проходит КВП, АО, одиночный ЧД, нулевая частота которого перестраивается от строки к строке ключом К, КНП и поступает на входы ЭК — на один непосредственно, а на второй через ПЗС, на который подан сигнал тактовой частоты от генератора Г. Прибор с зарядовой связью включен после ЧД, поскольку его АЧХ эквивалентна АЧХ фильтра нижних частот ФНЧ. В ПЗС осуществляется дискретизация задерживаемого аналогового сигнала, т.е. он преобразуется в последовательность отсчетов (выборок), отстоящих друг от друга на интервалы времени $1/f_т$, где $f_т$ — тактовая частота. В соответствии с теоремой Котельникова тактовая частота должна по крайней мере в 2 раза превышать высшую частоту сигнала. Для обеспечения требуемой задержки τ (64 мкс) число элементов N, входящих в цепь ПЗС, должно быть

$$N = 2\tau f_т. \qquad (2.1)$$

Возможен второй вариант функциональной схемы, приведенный на рис.2.8 [2.11]. Сигнал, демодулированный одиночным ЧД, проходит КНП и сумматор С1, где выравниваются уровни черного сложением сигнала с меандром полустрочной частоты. Коммутатор ЭК разделяет составляющие E'_{R-Y} и E'_{B-Y}, которые задерживаются на время строки двумя отдельными ПЗС (ПЗС1 и ПЗС2). В сумматорах С2 и С3 задержанные сигналы складываются с прямыми, образуя две непрерывные последовательности.

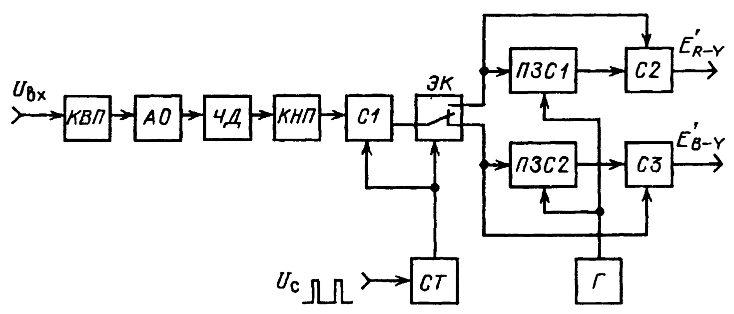


Рис.2.8. Функциональная схема канала цветности с использованием двух ПЗС

Применение двух линий задержки на ПЗС позволяет построить двухстандартный канал цветности СЕКАМ/ПАЛ.

Следует отметить, что на ПЗС могут быть выполнены не только линии задержки, но и большинство других узлов декодера — полосовые и режекторные фильтры, матричные схемы и даже частотные и фазовые детекторы. Таким образом, существует возможность реализации всего декодера в виде единой аналоговой микросхемы на базе ПЗС, обеспечивающей дискретную обработку аналогового сигнала.

Кроме ПЗС, аналоговые устройства задержки могут выполняться на основе коммутируемых конденсаторов. Такое устройство, которое иногда называют "пожарной цепочкой", рассмотрено в разд. 2.2.3.

Цифровой канал цветности. До недавнего времени считалось, что цифровая обработка сигнала в телевизоре — дело далекого будущего, когда телевизионное вещание станет цифровым. Поэтому цифровые методы находили применение только во вспомогательных узлах телевизора, таких как блок управления. В 1981 г. фирма ИТТ разработала комплект БИС Digit 2000, обеспечивающий в телевизоре цифровую обработку видеосигнала ПАЛ, сигнала звукового сопровождения и формирование сигналов разверток [2.12]. Аналоговыми остались только радиоканал до выхода видеодетектора, матрица RGB, выходные видеоусилители и оконечные каскады разверток. Примене-

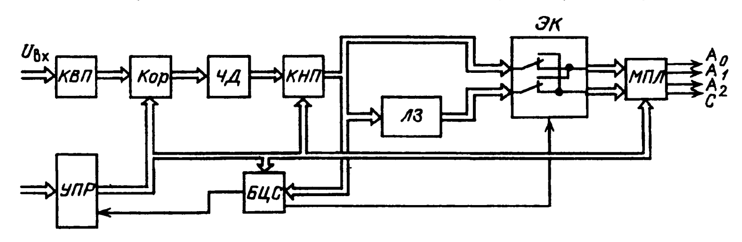


Рис.2.9. Функциональная схема цифрового процессора сигнала СЕКАМ SPU2243 фирмы ИТТ

ние цифровой обработки сигналов позволило уменьшить количество настраиваемых элементов, таких как контура и потенциометры, обеспечило стабильность и высокую повторяемость параметров, упростило регулировку телевизора на заводе. Все блоки телевизора управляются встроенным микропроцессором, что позволяет применить автоматическую перестройку параметров тракта в зависимости от качества принимаемого сигнала.

Комплект микросхем Digit 2000 претерпел несколько модернизаций. В последней из них декодирование сигнала СЕКАМ осуществляется микросхемой SPU2243. На рис.2.9 приведена функциональная схема этой микросхемы. Цифровой сигнал цветности с выхода полосового фильтра поступает на цифровой КВП, а затем на корректор Кор. Корректор имеет линейную ФЧХ. Амплитудно-частотная характеристика корректора в полосе частот сигнала цветности имеет линейный участок, наклон которого может меняться командой по цифровой шине управления. Это позволяет компенсировать искажения АЧХ канала связи.

С выхода этого корректора цифровой сигнал цветности, двоичные слова в котором содержат 14 бит, демодулируется с помощью цифрового ЧД. На выходе ЧД после КНП выделяется цифровой цветоразностный сигнал с длиной слов 8 бит, в котором составляющие E'_{R-Y} и E'_{B-Y} чередуются по строкам. Корректор низкочастотных предыскажений КНП управляется по цифровой шине. При этом меняется его АЧХ в области верхних частот. В сигнале, прошедшем КНП, выравниваются уровни черного в строках $R-Y$ и $B-Y$. Затем с помощью цифровой линии задержки на время строки ЛЗ и электронного коммутатора ЭК получают два одновременных цветоразностных сигнала, которые поступают на мультиплексор МПЛ, передающий два шестиразрядных сигнала по четырем проводам, один из которых используется для синхронизирующего сигнала. Применение мультиплексора, сокращающего число выводов микросхемы, возможно потому, что цепи после ЧД управляются тактовой частотой 4,43 МГц, а основной тактовый сигнал имеет частоту $4 \cdot 4{,}43 = 17{,}734$ МГц. Цифровой БЦС вырабатывает напряжение $E_{упр}$ для включения канала и меандр напряжения полустрочной частоты, подаваемый на ЭК. Блок управления УПР связывает устройство с центральным процессором телевизора. Каких-либо публикаций по устройству узлов рассмотренной микросхемы нет.

В 1987 г. комплект цифровых телевизионных микросхем был разработан фирмой “Филипс” [2.13]. В состав комплекта входит процессор СЕКАМ SAA9050. Функциональная схема процессора близка к схеме, разработанной фирмой ИТТ. Принципиальным отличием является использование стандартной тактовой частоты 13,5 МГц.

В начале 90-х годов фирма ИТТ начала разработку нового комплекта цифровых микросхем, который получил название Digit 3000. В этом комплекте обработка видеосигналов ПАЛ/СЕКАМ/НТСЦ осуществляется одной микросхемой VDP3108. Сигнал СЕКАМ демодулируется нестандартным образом, как это показано на рис.2.10. На отдельный аналого-цифровой преобразова-

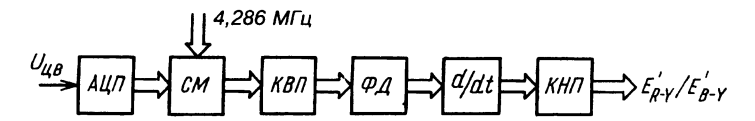


Рис.2.10. Функциональная схема цифрового канала цветности СЕКАМ в микросхеме VDP3108 фирмы ИТТ

тель АЦП подается сигнал цветности. Этот сигнал может быть выделен из полного цветового телевизионного сигнала полосовым фильтром. Или это может быть цветовая составляющая сигналов S-VHS. Переведенный в цифровую форму сигнал цветности поступает на смеситель СМ. На второй вход этого смесителя подан цифровой синусоидальный сигнал с частотой 4,286 МГц, т.е. соответствующий центральной частоте фильтра высокочастотных предыскажений. На выходе смесителя выделяется сигнал с разностной частотой. При этом центральная частота ВП соответствует нулевой частоте выходного сигнала. Поэтому следующий за смесителем корректор высокочастотных предыскажений КВП выполнен не в виде полосового фильтра, а в виде фильтра нижних частот. Затем сигнал проходит фазовый детектор ФД и дифференцирующий каскад d/dt, который выполняет функции частотного детектора, поскольку $f(t) = d\varphi(t)/dt$. Демодулированный сигнал поступает на корректор низкочастотных предыскажений КНП, формирующий чередующиеся по строкам цифровые цветоразностные сигналы E_{R-Y} и E_{B-Y}.

Рассмотренная схема несколько упрощает выполнение КВП, но сложнее обычных в части частотного детектора в виде дифференциатора. Выбор этой функциональной схемы, по-видимому, обусловлен возможностью построения на ее базе многостандартного декодера.

В 1991 г. фирма “Филипс” выпустила микросхему всестандартного декодера цветности SAA7191, в которой демодуляция сигнала СЕКАМ осуществляется так же, как и в VDP3108 [2.14].

Хотя в настоящее время существует уже несколько комплектов цифровых микросхем декодеров, применяются они относительно редко. Микросхемы “Филипс” серий 9000 и 7000 используются лишь в наиболее дорогих телевизорах фирмы “Грундиг” и в устройствах “Мультимедиа”. Причиной этого является их высокая стоимость.

2.2. Основные узлы канала цветности СЕКАМ

2.2.1. Цепь коррекции высокочастотных предыскажений

Высокочастотные предыскажения (ВП) в кодере создаются фильтром, который максимально ослабляет амплитуду поднесущей на частоте f_0 = 4,286 МГц. Предыскажения улучшают шумовые параметры системы и снижают заметность цветовой

поднесущей на неокрашенных участках изображения. Для компенсации этих предыскажений в приемнике предусмотрен специальный корректирующий фильтр КВП, имеющий АЧХ, комплексно сопряженную с АЧХ ВП (1.27), т.е.

$$A_{\text{квп}}(\nu) = 1/\dot{A}_{\text{вп}}(\nu) = (1 + j1{,}26\nu)/(1 + j16\nu). \qquad (2.2)$$

Модуль коэффициента передачи КВП, выраженный в децибелах, имеет вид

$$\left|\dot{A}_{\text{квп}}(\nu)\right| = 10\lg\frac{1 + 1{,}58\,\nu^2}{1 + 256\,\nu^2}. \qquad (2.3)$$

На рис.2.11 показан график этой зависимости (кривая *A1*). Фазочастотная характеристика КВП (кривая φ_1 на рис.2.11) выражается зависимостью

$$\varphi_{\text{квп}}(\nu) = \operatorname{arctg}\frac{14{,}74\,\nu}{1 + 20{,}16\,\nu^2}. \qquad (2.4)$$

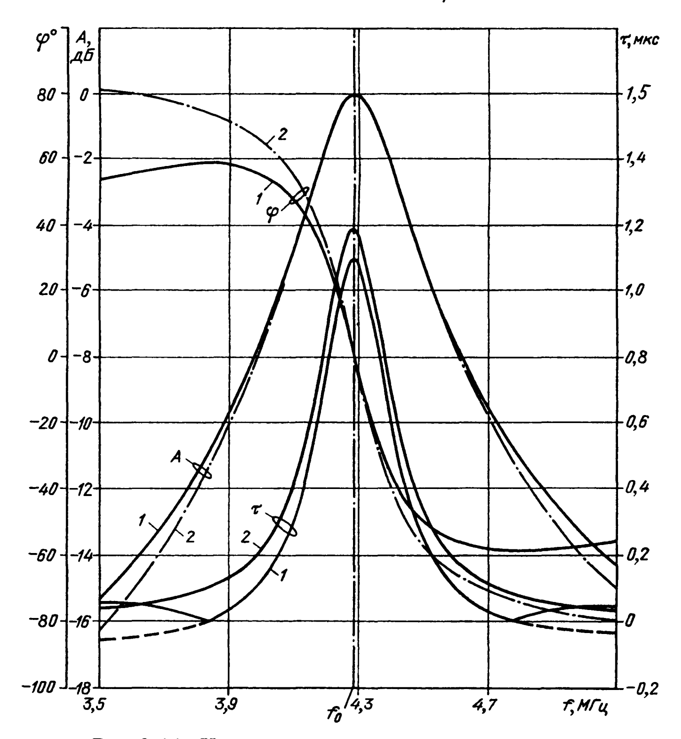


Рис.2.11. Характеристики аналогового корректора высокочастотных предыскажений:

1 — точный фильтр; 2 — колебательный контур, имеющий Q=16

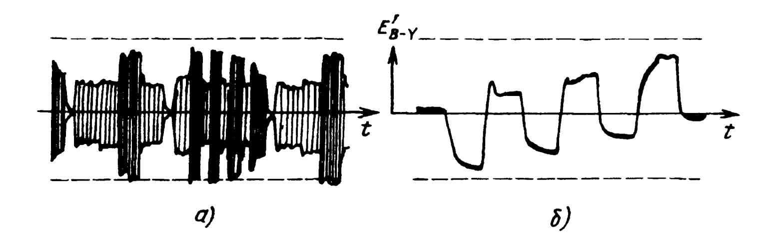


Рис.2.12. Формы сигналов при точной настройке КВП:
а — сигнал цветности; б — цветоразностный сигнал E'_{B-Y}

Она отличается от (1.28) только знаком. Если КВП настроен точно, предыскажения корректируются: $\dot{A}_{вп}(\nu)\,\dot{A}_{квп}(\nu) = 1$. При этом амплитуда сигнала цветности на выходе КВП становится независимой от частоты (рис.2.12,*а*). Искажения в демодулированном сигнале оказываются минимальными (рис.2.12,*б*). Если АЧХ КВП не точно соответствует закону (2.2), например имеется расстройка по частоте, то коррекция ВП нарушается. Сигнал цветности на выходе КВП приобретает амплитудную модуляцию (рис.2.13,*а*), а на цветовых переходах демодулированных сигналов появляются выбросы (рис.2.13,*б*), которые проявляются на изображении в виде цветных окантовок.

Фазовые искажения удобно оценивать с помощью характеристики группового времени задержки (ГВЗ): $\tau(f) = -\dfrac{d\varphi}{d\alpha}$. Для получения характеристики ГВЗ находят производную по частоте от выражения для ФЧХ.

Продифференцировав по частоте выражение (2.4), найдем характеристику ГВЗ для КВП:

$$\tau_{квп}(\nu) = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{f_0}{f^2} + \frac{1}{f_0}\right)\frac{14{,}74\,(1 - 20{,}16\nu^2)}{217{,}267\nu^2 + (1 + 20{,}16\nu^2)^2}\,. \tag{2.5}$$

График этой функции приведен на рис.2.11 (кривая τ_1).

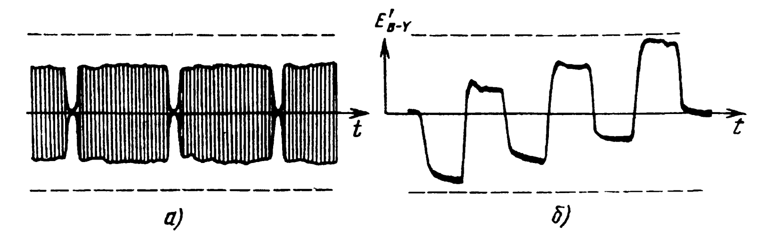


Рис.2.13. Формы сигналов при расстройке КВП по частоте на 100 кГц:
а — сигнал цветности; б — цветоразностный сигнал E'_{BY}

На частотах, где $\varphi(t)$ проходит через максимум и минимум, график ГВЗ пересекает ось частот. Отрицательных задержек в канале связи быть не может. Поэтому график $\tau(f)$ изображают в виде модуля $|d\varphi/dt|$. На участках, где производная отрицательна, график идет выше оси частот (штрихпунктирные линии на рис.2.11). Однако при расчёте многозвенной цепи (например, ВП + КВП) необходимо учитывать знак $d\varphi/dt$ каждого звена. Сквозная характеристика ГВЗ фильтров ВП и КВП совпадает с осью частот. При этом искажения отсутствуют, а в сигнал не вносится дополнительная задержка.

При сдвиге характеристики ГВЗ фильтра КВП вдоль оси τ без изменения ее формы все гармоники сигнала смещаются на одинаковые интервалы времени. При этом переходная характеристика не искажается. Такой сдвиг характеристики ГВЗ эквивалентен повороту ФЧХ КВП вокруг начала координат на некоторый угол $\Delta\varphi$. Если разность между характеристиками ГВЗ ВП и КВП не одинакова в диапазоне частот, то гармоники, образующие сигнал, сдвигаются друг относительно друга, что искажает переходную характеристику. Таким образом, критерием уровня искажений, создаваемых фильтром КВП, является неравномерность $\Delta\tau$ разности в рабочей полосе частот характеристики ГВЗ исследуемого фильтра и характеристики, заданной формулой (2.5).

Характеристики КВП с достаточной степенью точности аппроксимируются цепью, схема которой показана на рис.2.14. Коэффициент передачи такого фильтра описывается выражением

$$\dot{A}(\nu) = \frac{1 + j\dfrac{R2\,Q}{R2 + R_{oe}}\nu}{1 + j\dfrac{(R1 + R2)Q}{R_{oe} + R1 + R2}\nu}. \quad (2.6)$$

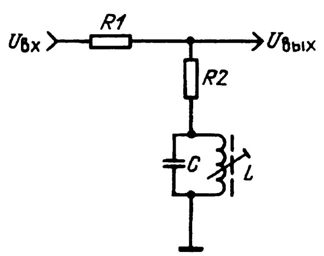


Рис.2.14. Электрическая схема КВП, обеспечивающего точную коррекцию

Для компенсации предыскажений достаточно, чтобы $R2Q/(R2 + R_{oe}) = 1{,}26$ и $(R1 + R2)Q/(R_{oe} + R1 + R2) = 16$. Отсюда

$$R2 = \frac{\rho Q}{0{,}7936Q - 1}, \quad (2.7)$$

$$R1 = \frac{16\rho Q}{Q - 16} - R2. \quad (2.8)$$

Для удобства эти зависимости представлены на рис.2.15 в виде номограмм. По горизонтали оси графиков отложены емкости C контура в пикофарадах. По графику L для выбранного C находим значение индуктивности контура в микрогенри. Группы графиков $R1$ и $R2$ дают значения резисторов для разных добротностей Q. Уравнения (2.7) и (2.8) действительны для $Q > 16$.

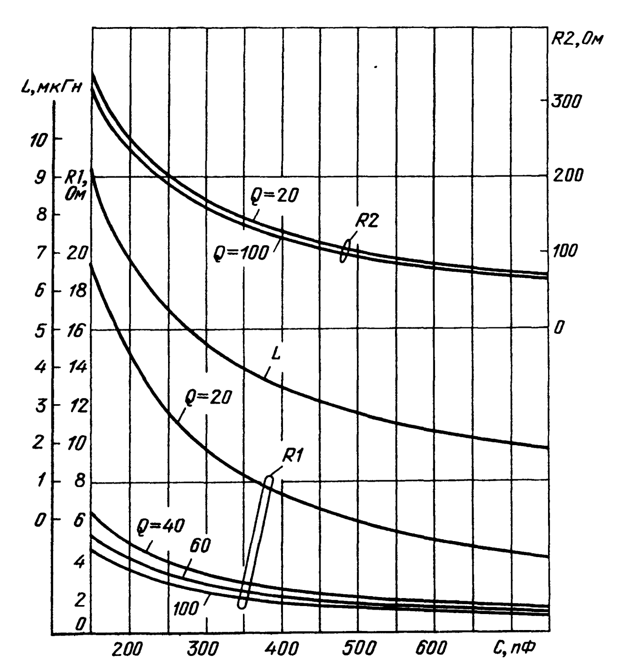


Рис.2.15. Номограммы для определения значений элементов точного КВП

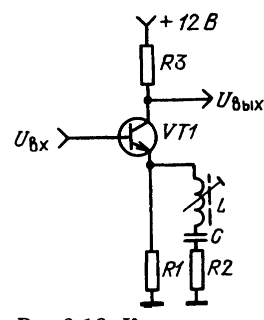


Рис.2.16. Корректор высокочастотных предыскажений с частотно-зависимой отрицательной обратной связью

Пусть C = 390 пФ, Q = 40. Из номограмм находим: L = 3,5 мкГн; $R1$ = =2,4 кОм; $R2$ = 125 Ом. Точный фильтр КВП может быть выполнен и на базе последовательного контура. Схема такого фильтра дана на рис.2.16. Он представляет собой усилительный каскад с частотно-зависимой отрицательной обратной связью. Коэффициент передачи каскада в первом приближении

$$\dot{A}(\nu) = R3 \,/\, \dot{Z}(\nu),$$

где $\dot{Z}(\nu) = \dfrac{R1R2(1+jQ\nu)}{R1+R2+jR2Q\nu}$;

$$\dot{A}(\nu) = \frac{R3(R1+R2+jR2Q\nu)}{R1R2(1+jQ\nu)} = \frac{R3(R1+R2)}{R1R2}\,\frac{1+j\dfrac{R2}{R1+R2}Q\nu}{(1+jQ\nu)}.$$

Коррекция будет обеспечиваться, если $Q = 16$, $R2Q/(R1 + R2) = 1,26$. Отсюда

$$R2 = 0{,}0854 R1; \qquad (2.9)$$

$$\omega_0 L / R2 = 16\ ;\ L = 0{,}594 R2\ [\text{мкГн}]. \qquad (2.10)$$

В состав $R2$ при расчете включены и потери r в индуктивности. Зная начальную добротность контура Q_0, находим

$$r = \omega_0 L / Q_0 = 26{,}92 L / Q_0\ , \qquad (2.11)$$

где L — в микрогенри.

Номинал резистора $R2$ уменьшают на значение r.

Пусть, например, $R1$ = 820 Ом, Q_0 = 80. Тогда $R2$ = 0,0854×820 = 70 Ом, L = 0,594, $R2$ = 41,6 мкГн, r = 26,92 · 41,6/80 = 14 Ом, $R2 - r$ = 56 Ом.

Рассмотренные КВП имеют один существенный недостаток. Они не обеспечивают необходимого подавления спектральных составляющих сигнала яркости. В частности, резистор $R2$ в фильтре рис.2.14 является элементом связи между выходом и входом, который на низких и высоких частотах создает прохождение сигнала яркости в канал цветности с ослаблением $(R1+R2)/R2 \approx 10$, что недостаточно. Поэтому точный фильтр КВП должен включаться последовательно с полосовым фильтром, ограничивающим полосу частот участком, где передается сигнал цветности. Но полосовой фильтр создает задержку сигнала на центральной частоте и дополнительную неравномерность ГВЗ, что нарушает точность коррекции предыскажений.

Поэтому точный КВП используют исключительно в профессиональной аппаратуре совместно с прецезионным полосовым фильтром.

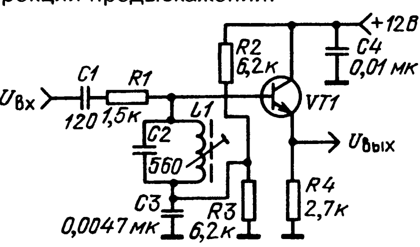


Рис.2.17. Корректор высокочастотных предыскажений в виде параллельного колебательного контура

В цветных телевизорах в качестве КВП применяют колебательный контур (рис.2.17). Его АЧХ аппроксимируется выражением

$$\dot{A}_к(\nu) = 1 / (1 + jQ\nu). \qquad (2.12)$$

Модуль этого выражения

$$\left|\dot{A}_к(\nu)\right| = 10 \lg\,[1 / (1 + Q^2 \nu^2)]\,. \qquad (2.13)$$

Фазочастотная характеристика контура имеет вид

$$\varphi_К(\nu) = \operatorname{arctg} Q\nu . \qquad (2.14)$$

Наконец, характеристика ГВЗ контура описывается выражением

$$\tau_К(\nu) = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{f_0}{f^2} + \frac{1}{f_0}\right)\frac{Q}{1+Q^2\nu^2} . \qquad (2.15)$$

Амплитудно-частотная характеристика контура (график *А2* на рис.2.11) при Q около 16 почти совпадает с АЧХ КВП.

Фазочастотная характеристика контура (график φ_2 на рис. 2.11) не имеет максимума и минимума. В соответствии с этим характеристика ГВЗ контура (график τ_2 на рис.2.11) не пересекает ось частот.

Разность ГВЗ контура и точного КВП имеет вид пологого графика, показанного на рис.2.18 (кривая $\Delta f = 0$). Контур созда-

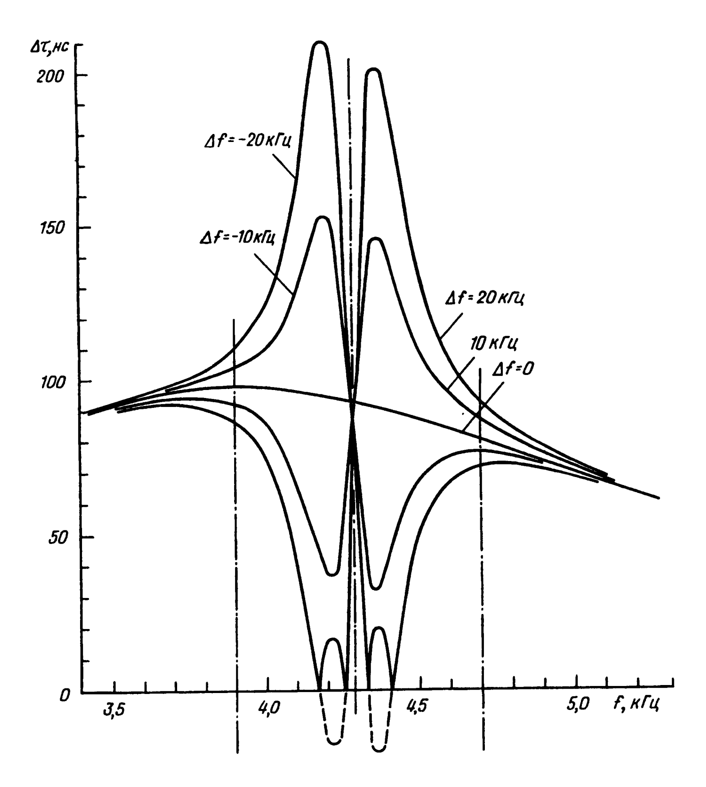


Рис.2.18. Искажения сквозной характеристики ГВЗ канала цветности при расстройке КВП в виде контура по частоте

ет на центральной частоте задержку около 100 нс при неравномерности $\Delta\tau$ в полосе частот 4,286 ± 1,5 МГц около 70 нс, что для телевизора вполне допустимо [2.15]. Если контур настроен не точно, то в разностной характеристике появляются S-образные искажения, зависящие от значения и знака расстройки (рис.2.17). Из графиков хорошо видно, что основная неравномерность сквозной ГВЗ сосредоточена вблизи центральной частоты. Поэтому достаточно нормировать неравномерность ГВЗ в полосе 3,9...4,7 МГц.

В отличие от точного КВП контур обеспечивает достаточно глубокое подавление сигнала яркости на частотах вне спектра сигнала цветности, т.е. заменяет собою КВП вместе с полосовым фильтром. Если добротность контура отличается от номинального значения (Q = 16), возникают искажения сквозной характеристики ГВЗ тракта, характер которых показан на рис.2.19. Здесь также основная неравномерность характеристики получается вблизи резонансной частоты.

Таким образом, критерием точности настройки КВП является неравномерность сквозной ГВЗ ВП и КВП в диапазоне частот 3,9...4,7 МГц. В технических условиях на декодеры в качест-

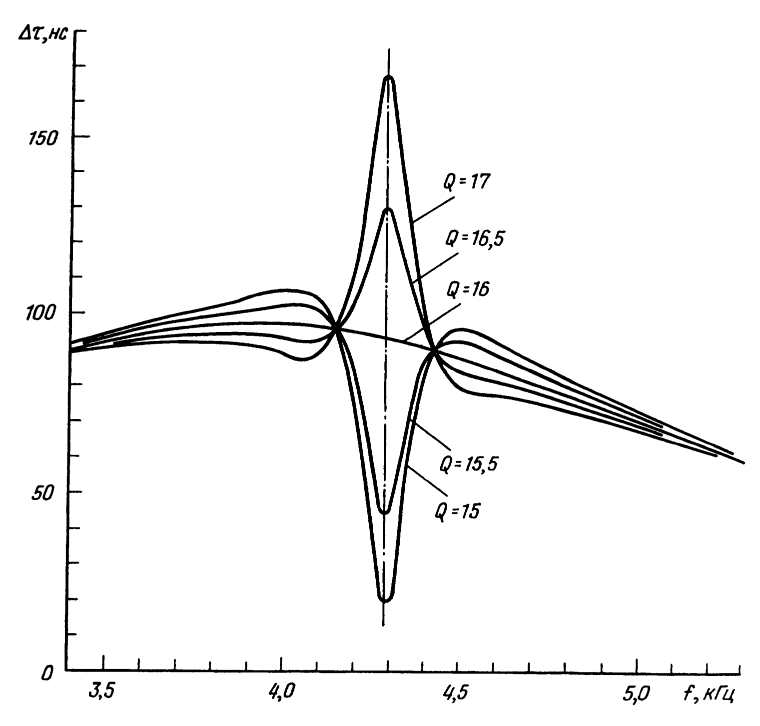


Рис.2.19. Искажения сквозной характеристики ГВЗ канала цветности при расстройке КВП в виде контура по добротности

ве критерия точности настройки КВП используют степень подавления амплитудной модуляции пакетов цветовой поднесущей на выходе КВП при приеме сигнала цветных полос. С помощью осциллографа измеряют максимальный A_{max} и минимальный A_{min} размахи цветовой поднесущей в активном интервале строки. Тогда подавление амплитудной модуляции определяется по формуле

$$m = \left[1 - \frac{2\,(A_{max} - A_{min})}{A_{max} + A_{min}}\right] \cdot 100\% . \qquad (2.16)$$

В табл.2.1 приведены измеренные значения модуляции, а также соответствующие им расстройки КВП по частоте. Обычно в качестве предельно допустимой нормы принимается подавление модуляции $m \geq 80\%$, т.е. расстройка КВП $\leq \pm 30$ кГц. Этот допуск соответствует неравномерности ГВЗ ≤ 330 нс.

Таблица 2.1

m, %	70	75	80	85	90
Δf, кГц	45	34	30	23	15

Допускается отклонение добротности в пределах от 15 до 17, что создает неравномерность ГВЗ $\pm$ 80 нс.

Рассмотрим особенности построения КВП для канала цветности с дискретной (например, цифровой) обработкой сигнала. Коэффициент передачи аналогового КВП (2.2) можно представить следующей зависимостью:

$$\dot{A}(\nu) = \frac{1 + j1{,}26\,\nu}{1 + j16\,\nu} = \frac{1 + jm\,\nu}{1 + jn\,\nu} = \frac{1 + jm\dfrac{\omega}{\omega_0} - jm\dfrac{\omega_0}{\omega}}{1 + jn\dfrac{\omega}{\omega_0} - jn\dfrac{\omega_0}{\omega}} .$$

Обозначив $p = j\omega/\omega_0$, получим

$$\dot{A}(p) = \frac{1 + mp + m/p}{1 + np + n/p} . \qquad (2.17)$$

Чтобы найти выражение для коэффициента передачи эквивалентного цифрового фильтра, управляемого сигналом тактовой частоты $f_т$, производят замену переменных (билинейное преобразование [2.16]):

$$p = l\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} , \qquad (2.18)$$

где $l = \mathrm{ctg}\,\pi f_0/f_т$ (для $f_т/f_0 \gg 1$).

Преобразование (2.18) сводится к тому, что левая полуплоскость комплексной плоскости p отображается в виде круга единичного радиуса в комплексной плоскости z.

Подставив значение p в (2.17), получим

$$\frac{m + l\dfrac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + ml^2\dfrac{(1-z^{-1})^2}{(1+z^{-1})^2}}{n + l\dfrac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + nl^2\dfrac{(1-z^{-1})^2}{(1+z^{-1})^2}} =$$

$$= \frac{m(1+z^{-1})^2 + l(1-z^{-1})(1+z^{-1}) + ml^2(1-z^{-1})^2}{n(1+z^{-1})^2 + l(1-z^{-1})(1+z^{-1}) + nl^2(1-z^{-1})^2} =$$

$$= A_0\frac{1+az^{-1}+cz^{-2}}{1+bz^{-1}+dz^{-1}},$$

где $A_0 = \dfrac{m+l+ml^2}{n+l+nl^2}$; $a = \dfrac{2m(1-l^2)}{m+l+ml^2}$;

$$b = \frac{2n(1-l)^2}{n+l+nl^2};\quad c = \frac{m-l+ml^2}{m+l+ml^2};\quad d = \frac{n-l+nl^2}{n+l+nl^2} \qquad (2.19)$$

— коэффициенты цифрового фильтра. Алгоритм цифрового КВП имеет вид

$$U_{\text{вых}}(t) = A_0\,U_{\text{вх}}(t) + A_0\,a\,U_{\text{вх}}(t-\tau) + A_0\,c\,U_{\text{вх}}(t-2\tau) -$$
$$-b\,U_{\text{вых}}(t-\tau) - d\,U_{\text{вых}}(t-2\tau)\,. \qquad (2.20)$$

Выходной сигнал определяется не только отсчетами входного сигнала — он зависит также от значений выходного сигнала в предшествующие моменты. Цифровые фильтры такого типа называют рекурсивными.

Точность коэффициентов, получаемых путем билинейного преобразования, будет тем большей, чем больше отношение $f_т/f_0$. В данном случае это отношение невелико, и погрешности вычисления коэффициентов получаются значительными. Поэтому для сближения характеристик цифрового КВП с характеристиками аналогового прототипа удобно провести оптимизацию значений коэффициентов. Варьируя значения коэффициентов фильтра, добиваются в заданном диапазоне частот наибольшего совпадения характеристик цифрового и аналогового КВП.

Возможны два пути оптимизации. Первый состоит в том, что с помощью алгоритма (2.20) находят временну́ю зависимость выходного сигнала при

$$U_{\text{вх}}(t) = \sin(2\pi f_i T)\,,$$

где T — период тактовой частоты; i — номер отсчета. Меняя i от 0 до k, где k должно быть достаточно большим, чтобы исключить влияние переходного процесса включения сигнала, вычисляют установившееся значение амплитуды выходного сигнала и его фазовый сдвиг по отношению к входному. Повторяя вычисления для разных f, определяют АЧХ и ФЧХ цифрового фильтра.

Более простой метод моделирования состоит в том, что в выражение $A(z)$ вместо z^{-n} подставляют $e^{-jn\omega\tau}$ и производят преобразования по формуле Эйлера. Тогда выражение (2.19) принимает вид

$$A(\omega) = A_0 \frac{1 + a e^{-j\omega\tau} + c e^{-j2\omega\tau}}{1 + b e^{-j\omega\tau} + d e^{-j2\omega\tau}} =$$

$$= A_0 \frac{1 + a\cos\omega\tau - ja\sin\omega\tau + c\cos 2\omega\tau - j\sin 2\omega\tau}{1 + b\cos\omega\tau - jb\sin\omega\tau + d\cos 2\omega\tau - jd\sin 2\omega\tau}.$$

Выполнив преобразования, находим выражения для модуля и фазы коэффициента передачи:

$$|A(\omega)| = A_0 |A_1(\omega)| =$$

$$= A_0 10\lg\left\{\frac{[1 - c + (a + 2c\cos\omega\tau)\cos\omega\tau] + [(a + 2c\cos\omega\tau)\sin\omega\tau]^2}{[1 - d + (b + 2d\cos\omega\tau)\cos\omega\tau]^2 + [(b + 2d\cos\omega\tau)\sin\omega\tau]^2}\right\}; \quad (2.21)$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\frac{(P_1 + P_2\cos\omega\tau)\sin\omega\tau}{P_3 + P_4\cos\omega\tau + P_5\cos^2\omega\tau} = \operatorname{arctg}\frac{M}{N}. \quad (2.22)$$

Здесь $A_0 = 1/|A_1(\omega_0)|$; $P_1 = b(1-c) - a(1-d)$; $P_2 = 2(d-c)$;

$P_3 = (1-c)(1-d) + ab$; $P_4 = a(1+d) + b(1+c)$; $P_5 = 2(c+d)$.

Дифференцируя (2.22) по ω, определяем характеристику ГВЗ:

$$\tau(\omega) = -\frac{1}{f_т}\frac{(P_1\cos\omega\tau + P_2\cos 2\omega\tau)N + (P_4\sin\omega\tau + P_5\sin 2\omega\tau)M}{M^2 + N^2}. \quad (2.23)$$

В прилож.18 приведена программа для расчета характеристик цифрового КВП.

Структура КВП существенно зависит от значения тактовой частоты.

Если выбрать тактовую частоту равной учетверенному значению центральной частоты КВП $f_т = 4f_0 = 4 \cdot 4{,}286$ МГц = =17,144 МГц, то $l = \operatorname{ctg}\pi/4 = 1$. При этом $a = b = 0$ и выражения для характеристик КВП несколько упрощаются.

В ряде случаев приходится выбирать $f_т \neq 4 f_0$. Демодуляция цифрового сигнала ПАЛ упрощается, если $f_т = 4 \cdot 4{,}4336$ МГц =

= 17,734 МГц. Для сигнала СЕКАМ это соответствует $f_т > 4f_0$. Наконец, в цифровом телевизоре может быть применен тактовый сигнал со стандартной для видеоустройств частотой $f_т$ = =13,5 МГц. Тогда $f_т < 4 f_0$.

Методом параметрической оптимизации были найдены для разных тактовых частот значения коэффициентов цифрового КВП, обеспечивающие минимальную неравномерность в заданной полосе частот сквозной характеристики ГВЗ.

Для $f_т$ = 13,5 МГц и полосы частот 3,9...4,7 МГц оптимальные значения коэффициентов составляют a = 0,199882; b = 0,771392;

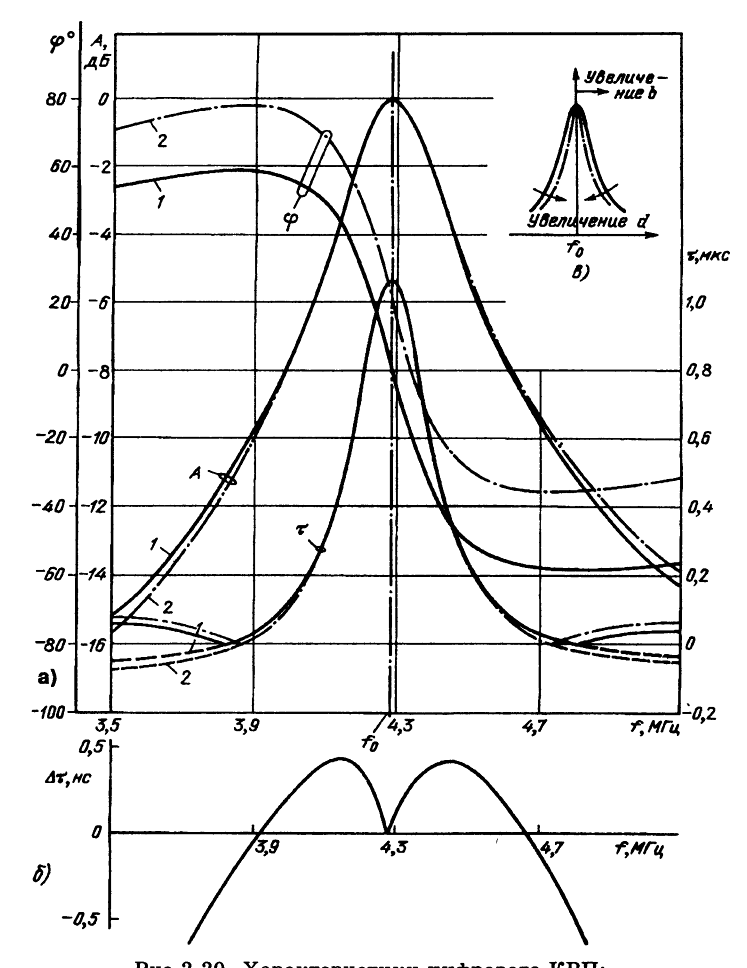


Рис.2.20. Характеристики цифрового КВП:

а — аналоговый прототип (1); цифровой КВП (2) для a=0,199882, b=0,771392, c=0,201594, d=0,882737; б — неравномерность $\Delta\tau$; в — влияние на АЧХ вариации коэффициентов рекурсивной ветви

c = 0,201594; d = 0,882737. При этом неравномерность $\Delta\tau$ в выбранной полосе частот не превышает +0,5; –0,2 нс (рис.2.20,*б*).

Характеристики КВП для оптимальных значений коэффициентов отмечены на рис.2.20,*а* цифрами 2. Отклонение АЧХ оптимального фильтра в полосе частот 3,9...4,7 МГц составляет ±0,2 дБ.

Если тактовая частота равна 17,734 МГц, то оптимальные значения коэффициентов меняются: a = –0,25; b = –0,101; c = 0,125; d = 0,909. Наконец, если $f_т$ = 17,144 МГц, a = –0,1417; b = 0; c = 0,290058; d = 0,906461.

В [2.17] близкие к приведенным значения оптимальных коэффициентов для $f_т$ = 13,5 МГц найдены аналитически методом так называемого согласованного билинейного преобразования. Недостаток этого метода состоит в том, что он дает единственное решение. Между тем при практическом выполнении КВП иногда удобно принять для одного или двух коэффициентов фиксированные значения, упрощающие реализацию фильтра, а затем находить значения остальных коэффициентов, обеспечивающие минимальные искажения. Например, выполнение КВП существенно упрощается, если принять $a = c = 0$. Рассмотренный метод оптимизации дает в этом случае для $f_т$ = 13,5 МГц b = 0,772243; d = 0,882265. В полосе частот 3,9...4,7 МГц $\Delta\tau \leq 9$ нс.

Наибольшее влияние на характеристики КВП оказывают коэффициенты рекурсивной ветви b и d. Коэффициент b меняет частоту максимума АЧХ (рис.2.20). При $b = 0$ максимум лежит на частоте $f_т/4$. Когда $b > 0$, $f_0 > f_т/4$. Наконец, когда $b < 0$, $f_0 < f_т/4$. Коэффициент d влияет на полосу пропускания фильтра. Увеличение d приводит к обострению АЧХ.

На рис.2.21 дана функциональная схема КВП, соответствующая алгоритму (2.20). Сигнал задерживается параллельными регистрами Р1—Р7. Схему фильтра можно разделить на две части. Одна из них (справа от штрихпунктирной линии) соответствует нерекурсивной части алгоритма (числитель формулы (2.19)). Вторая, содержащая арифметические устройства В1, В2 и умножители на коэффициенты b и d, отображает рекурсивную часть алгоритма (знаменатель формулы (2.19)).

Умножение на коэффициенты a и c в нерекурсивной части можно осуществить путем нескольких сдвигов разрядов и суммирования или вычитания. Например, умножение на коэффициент 0,19 можно приближенно выполнить, суммируя сигнал, сдвинутый на три, на четыре и на семь разрядов: $2^{-3} + 2^{-4} + 2^{-7}$ =

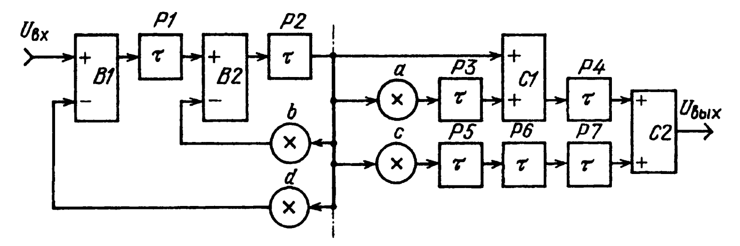


Рис.2.21. Функциональная схема цифрового КВП

$= 0{,}125 + 0{,}0625 + 0{,}0078125 = 0{,}1953125$. Так как сигналы в разных разрядах выходной шины сумматора появляются не одновременно, а с разной задержкой во времени, для исключения сбоев после каждого сумматора необходимо включать параллельный регистр, выравнивающий во времени фронты сигналов в разных разрядах шины. Регистр дает задержку сигнала на один такт. Поэтому чем выше точность формирования коэффициента умножителя, тем большей получается задержка сигнала. В нерекурсивной части фильтра это допустимо. В рекурсивной цепи время задержки сигнала должно быть вполне определенным — два такта для умножения на коэффициент d и один такт — для умножения на коэффициент b. С помощью сдвигов разрядов и суммирования выполнить это условие невозможно. Поэтому в рекурсивной ветви в качестве умножителей на коэффициенты обычно используют быстродействующие ПЗУ. При этом сигнал подается на адресные входы.

В [2.18] рассмотрено преобразование передаточной функции рекурсивного фильтра, которое позволяет выполнить умножители рекурсивной цепи в виде последовательности сдвигов разрядов и суммирования. Сущность преобразования состоит в том, что числитель и знаменатель выражения (2.19) умножают на полином l-й степени:

$$m(z) = \sum_{k=0}^{l} m_k z^{-k}. \qquad (2.24)$$

Умножение увеличивает порядок числителя и знаменателя на l. При определенном выборе коэффициентов полинома удается исключить члены знаменателя с низкими степенями z. Например, если умножить числитель и знаменатель (2.20) на полином второй степени $1 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2}$, то после преобразований знаменатель примет вид

$$1 + (b + m_1)z^{-1} + (d + bm_1 + m_2)z^{-2} + (dm_1 + bm_2)z^{-3} + dm_2 z^{-4}\,. \qquad (2.25)$$

При $m_1 = -b$ и $m_2 = b^2 - d$ члены первой и второй степени становятся равными нулю, и знаменатель упрощается:

$$1 + b(b^2 - 2d)z^{-3} + d(b^2 - d)z^{-4}\,.$$

В результате преобразования число звеньев задержки в ветвях рекурсивной цепи увеличивается на два, что повышает точность умножителей, выполненных в виде схем сдвига разрядов и сумматоров.

Недостаток метода состоит в том, что он дает единственное решение, которое может привести к неустойчивой работе фильтра, если хотя бы один полюс полинома выйдет за пределы единичной окружности. В частности, расчеты показали, что неустойчивым оказывается решение для стандартной тактовой частоты $f_т = 13{,}5$ МГц.

В [2.19] предложено выбирать коэффициенты полинома так, чтобы коэффициенты рекурсивной ветви при низших степенях z могли принимать не только нулевые значения, но и значения, равные степеням двух. Это позволяет реализовать устойчивый фильтр при коэффициентах, близких к оптимальным.

Так, полагая в (2.25) $(b + m_1) = 0$; $(d + bm_1 + m_2) = 2^{-1}$, для $f_т = 13{,}5$ МГц и исходных значений коэффициентов $a = 0$; $b = 0{,}772243$; $c = 0$; $d = 0{,}882265$ получаем: $m_1 = -b$, $m_2 = 0{,}5 + b^2 - d$.

Выражение для передаточной функции КВП принимает вид

$$A(z) = \frac{1 - bz^{-1} + (0{,}5 + b^2 - d)\,z^{-2}}{1 + 0{,}5z^{-1} + b(0{,}5 + b^2 - 2d)\,z^{-3} + d\,(0{,}5 + b^2 - d)\,z^{-4}},$$

где $b = 0{,}772243 \approx 2^{-1} + 2^{-2} = 0{,}75$;

$(0{,}5 + b^2 - d) = 0{,}2140943 \approx 2^{-2} - 2^{-5} = 0{,}21875$;

$b(0{,}5 + b^2 - 2d) = -0{,}51599 \approx -(2^{-1} + 2^{-6}) = -0{,}515625$;

$d\,(0{,}5 + b^2 - d) = 0{,}188887 \approx (2^{-3} + 2^{-4}) = 0{,}1875$.

При таком выборе коэффициентов полюса полинома $z_{1,2} = 0{,}386 \pm j0{,}254$ лежат внутри единичной окружности, а рекурсивная ветвь КВП может быть выполнена в виде устройств сдвигов разрядов и арифметических устройств.

Оптимизированная функциональная схема КВП приведена на рис.2.22. Неравномерность $\Delta\tau$ разности ГВЗ в диапазоне частот 3,9...4,7 МГц для такого фильтра не превышает 9 нс, а отклонение АЧХ от требуемых значений составляет менее 0,12 дБ.

В микросхемах цифровых декодеров VDP3108 и SAA7191 используется перенос спектра цветовой поднесущей. В результате цифровой КВП может быть выполнен в виде фильтра нижних частот. Это несколько упрощает фильтр, но приводит к появлению искажений. Искажения вызваны тем, что амплитудно-частотная характеристика фильтра ВП не обладает точной симметрией по отношению к центральной частоте. Искажения составляют около 4 дБ по АЧХ и 45 нс по ГВЗ.

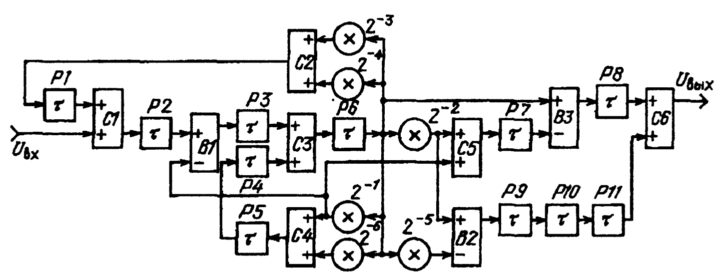


Рис.2.22. Оптимизированная функциональная схема цифрового КВП на тактовую частоту 13,5 МГц

2.2.2. Амплитудный ограничитель

Амплитудные ограничители в канале цветности СЕКАМ, как и в любом канале связи с использованием ЧМ, служат для уменьшения влияния импульсных помех, непостоянства амплитуды входного сигнала и неравномерности АЧХ канала в полосе пропускания. В стандартном канале цветности СЕКАМ (рис.2.1) применяются две ступени ограничения: первая после КВП и вторая на входах частотных детекторов.

Свойства амплитудного ограничителя можно характеризовать следующими параметрами.

Глубина ограничения сигнала. Это отношение номинальной амплитуды входного сигнала к амплитуде, соответствующей порогу ограничения. Глубина ограничения в канале цветности СЕКАМ выбирается около 25...30 дБ (обычная норма для размаха входного сигнала +6, −20 дБ номинального значения). Многокаскадные ограничители с большой глубиной ограничения, аналогичные тем, которые используют в канале звукового сопровождения, в данном случае не пригодны, так как существенно повышают уровень шумов в выходном сигнале. Чтобы расширить диапазон амплитуд входного сигнала, не ухудшая отношение сигнал-шум, перед первым ограничителем включают устройство АРУ. Такое решение применено, например, в микросхемах TDA3520 и TDA3530.

Коэффициент подавления амплитудной модуляции. Он показывает, во сколько раз уменьшается паразитная амплитудная модуляция ЧМ сигнала на выходе ограничителя. Он должен быть не менее 20 дБ.

Линейность ФЧХ в полосе частот сигнала цветности. Нелинейность ФЧХ ограничителя вызывает искажения в цветоразностных сигналах на цветовых переходах. Требование обычно обеспечивается, если неравномерность АЧХ в полосе 3,3...5,3 МГц, измеряемая при амплитуде входного сигнала, меньшей порога ограничения, не превышает 2 дБ. Чтобы линейность ФЧХ сохранялась во всем диапазоне амплитуд входного сигнала, активные элементы, из которых выполнен ограничитель, должны иметь граничные частоты на порядок большие, чем частота цветовой поднесущей.

Симметрия амплитудной характеристики ограничителя. Так как частотные детекторы чувствительны к амплитуде входного сигнала, необходимо, чтобы положительные и отрицательные полуволны цветовой поднесущей ограничивались на одинаковых уровнях. Допуск не должен превышать 5 %. В некоторых микросхемах, например МСА640, предусматривается использование внешнего подстроечного резистора, позволяющего симметрировать амплитудную характеристику ограничителя.

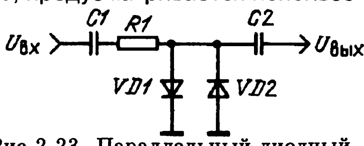


Рис.2.23. Параллельный диодный ограничитель

Амплитудные ограничители могут выполняться на ди-

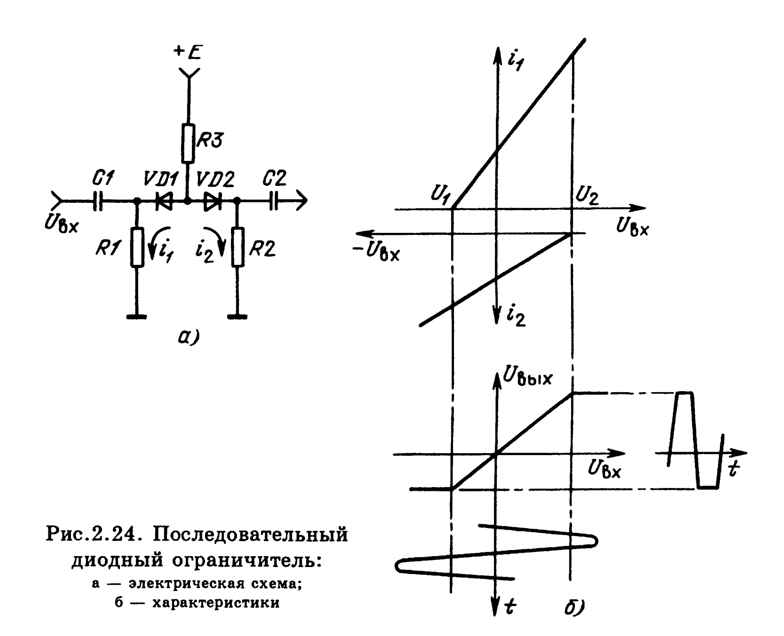


Рис.2.24. Последовательный диодный ограничитель:
а — электрическая схема;
б — характеристики

одах или транзисторах. В параллельном диодном ограничителе (рис.2.23) сигнал выделяется на двух параллельно и встречно-включенных диодах. Его размах определяется удвоенным значением напряжения перегиба ВАХ диодов. Параллельный ограничитель применяют относительно редко, так как он не позволяет простыми средствами регулировать уровень ограничения.

В каналах цветности на дискретных элементах амплитудные ограничители чаще всего выполнялись по последовательной схеме (рис.2.24,*а*). Резистор R3 задает начальные токи диодов. Так как $R1 = R2 << R3$ и $R_{д1} = R_{д2} << R1$ (где $R_{д1}$ и $R_{д2}$ — динамические сопротивления прямых ветвей ВАХ диодов), при отсутствии сигнала цветности через диоды протекают одинаковые токи $I_0 = 0{,}5E/R3$. Для входных сигналов, меньших порога ограничения, коэффициент передачи ограничителя

$$A = R2 \,/\, (2R_д + R2)\,.$$

Когда амплитуда входного сигнала превышает напряжение запирания диодов (U_1 и U_2 на рис.2.24,*б*, где для простоты принята линейная аппроксимация характеристик диодов), наступает ограничение сигнала. Для обеспечения симметрии ограничения и эффективного подавления АМ ВАХ диодов *VD1* и *VD2* должны быть одинаковыми, а емкости *p-n* переходов возможно меньшими. Хорошие результаты получаются при использовании серийных диодов типа КД522. Регулировка глубины ограничения в последовательном диодном ограничителе достигается изме-

нением сопротивления резистора *R3*. Таким способом в первых моделях телевизоров СЕКАМ осуществляли оперативную регулировку цветовой насыщенности.

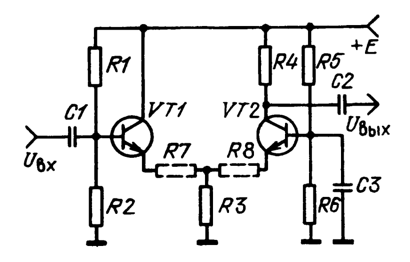


Рис.2.25. Амплитудный ограничитель дифференциального типа

В микросхемах амплитудные ограничители выполняют в виде дифференциального усилителя (рис.2.25). Отрицательная полуволна входного сигнала уменьшает напряжение на базе транзистора *VT1*, включенного по схеме с ОК. Когда это напряжение станет равным эмиттерному напряжению, задаваемому вторым транзистором *VT2*, включенным по схеме ОБ, *VT1* закроется и наступит ограничение сигнала. Аналогично положительная полуволна входного сигнала увеличивает эмиттерное напряжение и вызывает закрывание транзистора *VT2*. Для получения симметричного ограничения характеристики используемых транзисторов должны быть одинаковыми, что легко достигается в полупроводниковых микросхемах. Если ограничитель собран из дискретных элементов, для улучшения симметрии в эмиттерные цепи транзисторов включают резисторы отрицательной обратной связи *R7*, *R8*, по сопротивлению на 1— 2 порядка меньшие, чем *R3*.

Электрические свойства дифференциального ограничителя описываются системой нелинейных дифференциальных уравнений. Из приближенного решения этих уравнений [2.20] следует:

подавление ограничителем АМ улучшается с увеличением произведения $R3I_0$, где I_0 — начальный эмиттерный ток каждого из транзисторов. Зависимость имеет насыщение при $R3I_0 > 0{,}5$ В;

порог ограничения соответствует амплитуде входного сигнала $U_{вх} \approx 10 \cdot 0{,}026 = 0{,}26$ В (*k* — постоянная Больцмана; *T* — абсолютная температура; *q* — заряд электрона).

Амплитуда импульсов коллекторного тока транзистора *VT2* в режиме ограничения составляет примерно $2I_0$. Отсюда коэффициент передачи ограничителя при работе вблизи порога ограничения

$$A = U_{вых} / U_{вх} = 2I_0 R4 / 0{,}26 \,. \qquad (2.26)$$

Пусть $R3 = 1$ кОм, $R4 = 2$ кОм, $I_0 = 2$ мА, $U_{вх} = 3$ В. Тогда $A = 2 \cdot 2 \cdot 2/0{,}26 = 30{,}8$.

Глубина ограничения 3 В/0,26 В = 11,5.

Произведение $R3I_0 = 1 \cdot 2 = 2$ В > 0,5 В, т.е. обеспечивается близкое к максимально возможному подавление АМ.

2.2.3. Блок задержки

Существует три типа блоков задержки. В первом обрабатывается цветовая поднесущая. На выходе блока формируется сигнал U_1, сдвинутый относительно входного сигнала цветности U_0 на время одной строки. Основу такого блока составляет УЛЗ. В блоке задержки второго типа обрабатываются демодулированные цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Функция задержки обеспечивается регистрами на приборах с зарядовой связью или коммутируемых конденсаторах. Наконец, третий тип блока задержки рассчитан на обработку двоичных цифровых цветоразностных сигналов. Функция задержки осуществляется либо регистрами сдвига, либо оперативными запоминающими устройствами с произвольной выборкой.

Изменение типа блока задержки меняет и требования к его параметрам. Например, блок задержки ПАЛ с использованием УЛЗ должен обеспечивать необходимую задержку с точностью до фазы поднесущей. В блоке задержки ПАЛ на ПЗС достаточна задержка с точностью до элемента изображения.

Блок задержки на УЛЗ. Блок содержит УЛЗ и цепи, обеспечивающие ее электрическое согласование. В УЛЗ сигнал цветовой поднесущей преобразуется в волну ультразвука, которая распространяется внутри специального звукопровода. На приемном конце звукопровода ультразвуковые колебания вновь преобразуются в электрические. Так как скорость распространения ультразвука в твердом теле примерно в 10^5 раз меньше скорости электромагнитного колебания, требуемой задержки сигнала удается достичь при относительно небольшой длине звукопровода. Материалом для звукопровода в современных УЛЗ служит специальное термостабильное стекло, прошедшее старение, чтобы исключить изменение времени задержки в процессе эксплуатации. В первых моделях цветных телевизоров использовались УЛЗ со звукопроводом из стали, плавленого кварца и даже соли (бромистого калия).

Для возбуждения ультразвуковых колебаний и преобразования их в электрические применяют пьезопреобразователи. Пьезопреобразователи изготавливают из керамики с добавками цирконата-титаната свинца. Поляризованную керамику распиливают на тонкие пластины. Плоскости распилов ориентируют так, что напряжение, приложенное к ним, вызывает сдвиговые де-

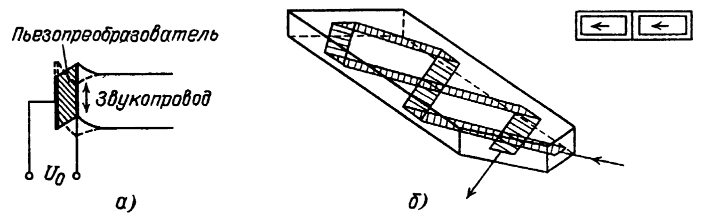


Рис.2.26. Механические деформации пьезопреобразователя при подаче на него электрического сигнала (*а*) и направление механических колебаний и поляризация пьезопреобразователей в УЛЗ (*б*)

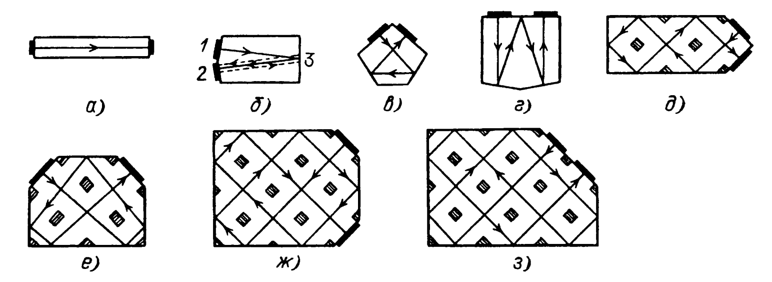


Рис.2.27. Типы звукопроводов:

а — без отражений; б — с одной отражающей гранью; в — с двумя отражающими гранями; г — с тремя отражающими гранями и тремя отражениями; д — с тремя отражающими гранями и пятью отражениями; е — с четырьмя отражающими гранями и пятью отражениями; ж — с четырьмя отражающими гранями и семью отражениями; з — с четырьмя отражающими гранями и восемью отражениями

формации пьезопреобразователя, как это показано на рис.2.26,*а*. Для подведения сигналов плоскости распилов металлизируют и подпаивают выводы. Затем пьезопреобразователи укрепляют на гранях звукопровода. Электрический сигнал, поданный на один из пьезопреобразователей, возбуждает в звукопроводе поперечные ультразвуковые колебания. Использование именно поперечных колебаний обусловлено тем, что их скорость распространения вдвое меньше, чем у продольных. Благодаря этому сокращается требуемая длина звукопровода.

В первых моделях УЛЗ (например, VL1 фирмы "Телефункен") звукопровод имел вид прямоугольного бруска (рис.2.27,*а*). Затем для сокращения габаритов УЛЗ стали применять звукопроводы с внутренним отражением ультразвуковой волны. На рис.2.27,*б* показана конструкция звукопровода УЛЗ DL1 фирмы "Филипс" с одной отражающей гранью. Такой звукопровод кроме сокращения габаритных размеров УЛЗ позволяет также подгонять время задержки τ путем подпиливания отражающей грани, не отклеивая пьезопреобразователи. Звукопровод из бромистого калия с двумя отражающими гранями (рис.2.27,*в*) был применен в одной из первых моделей отечественных УЛЗ. Три отражающие грани имеют звукопроводы УЛЗ64-4 (рис.2.27,*г*) и DL51 (рис.2.27,*д*). В последней ультразвуковая волна претерпевает пять внутренних отражений. Наконец, четыре отражающие грани имеют звукопроводы УЛЗ64-5 (рис.2.27,*в*) с пятью внутренними отражениями, DL711 (рис.2.27,*ж*) с семью отражениями и PDL-641K японской фирмы "Шова-электрик" (рис.2.27,*з*) с восемью отражениями ультразвуковой волны.

Габаритные размеры УЛЗ в результате увеличения числа отражений ультразвука сократились от 181×21×21 (VL1) до 36×28×7 мм (DL711). Однако внутренние отражающие грани звукопровода повышают уровень мешающих сигналов, создаваемых боковыми лепестками диаграммы направленности пьезопреобразователя, которые ухудшают качество изображения в телевизоре СЕКАМ. Чтобы уменьшить эти искажения, на поверхность звукопровода в определенных точках наносят поглощающий ультра-

звук материал (заштрихованные прямоугольники на рис.2.27). Для сокращения толщины звукопровода пьезопреобразователи ориентируют так, чтобы направление колебаний совпадало с плоскостью, в которой происходит отражение ультразвука (рис.2.26,*б*).

Рассмотрим электрические параметры УЛЗ.

Время задержки τ. В телевизоре СЕКАМ τ должно составлять строчный интервал, т.е. 64 мкс. Невыполнение этого требования приводит к тому, что "задержанные" строки на экране телевизора сдвигаются относительно "прямых". Этот дефект особенно хорошо заметен на горизонтальных цветовых переходах. Допустим сдвиг меньше одного элемента изображения, что составляет $\Delta\tau < \pm 0{,}08$ мкс, или ±80 нс. Допустимая погрешность задержки УЛЗ ПАЛ, как было показано в гл.1, составляет ±5 нс. В телевизорах ПАЛ/СЕКАМ применяют УЛЗ с задержкой 63,943 мкс. Получающаяся в режиме СЕКАМ погрешность 57 нс визуально не заметна.

Номинальное затухание. Ослабление задержанного сигнала относительно прямого зависит главным образом от материала звукопровода. Ультразвуковые линии задержки с кварцевым звукопроводом ослабляют задержанный сигнал на 40 дБ. В стеклянных УЛЗ ослабление составляют 6...20 дБ для разных типов линий.

Полоса пропускания. Сигнал цветности СЕКАМ занимает полосу ±1,5 МГц. С учетом других звеньев канала полосу пропускания УЛЗ следовало бы делать более 3 МГц. Однако это связано с большими техническими трудностями. Попытки расширить полосу приводят к росту неравномерности АЧХ и увеличению уровня отраженных сигналов, что дает существенно бóльшие искажения, чем ограничение полосы пропускания. Наиболее совершенные зарубежные УЛЗ (например, PDL-641 фирмы "Шова-электрик") имеют полосу пропускания по уровню −3 дБ 2,6 МГц (3,0...5,6 МГц).

Паразитные сигналы. Отражения и рассеивание ультразвуковой волны в звукопроводе создают паразитные сигналы, ухудшающие качество цветного изображения. При измерении отражений на линию задержки подают не непрерывный сигнал, а радиоимпульсы с частотой заполнения, лежащей в полосе прозрачности УЛЗ [2.21]. Чтобы предотвратить взаимное наложение эхосигналов, период повторения радиоимпульсов выбирают некратным времени задержки τ. Подключая осциллограф ко входу и выходу УЛЗ, наблюдают основные и паразитные сигналы, показанные на рис.2.28,*а*. Радиоимпульс U_0, поступивший на входной пьезопреобразователь, создает волну ультразвука, которая через время τ достигает приемного пьезопреобразователя, возбуждая на его обкладках радиоимпульс U_1, являющийся основным задержанным сигналом. Часть энергии ультразвуковой волны отражается от приемного пьезопреобразователя и возвращается на вход УЛЗ, создавая так называемое второе эхо U_2. Этот отраженный сигнал отстоит от U_0 на время 2τ. В результате нового отражения часть энергии ультразвука еще раз проходит по звукопроводу и, достигнув приемного пьезопреобразователя, возбуждает в нем сигнал U_3, который называется третьим эхо, сдвинутый по отноше-

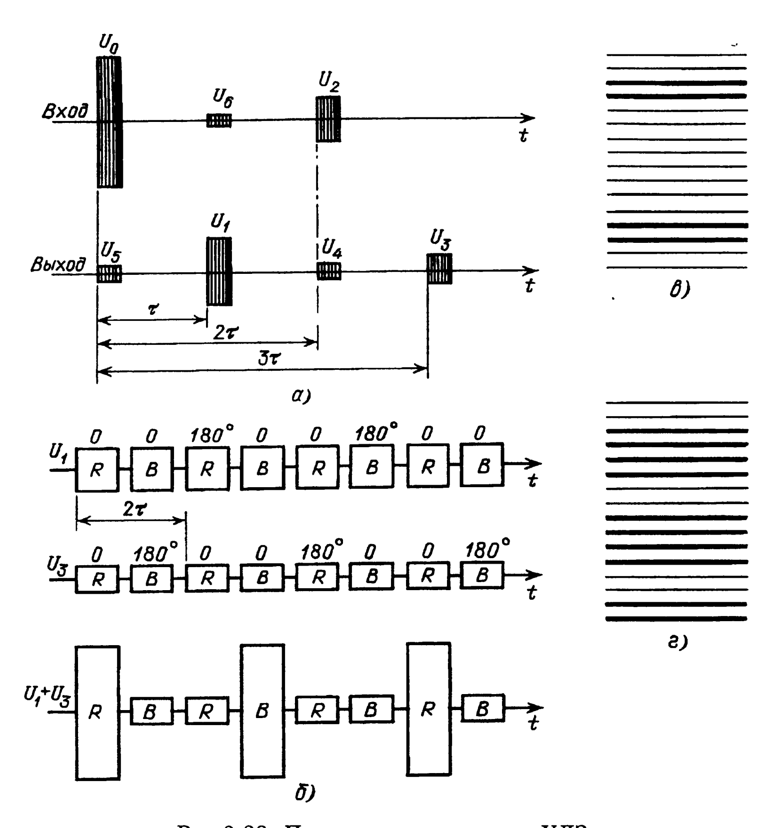


Рис.2.28. Паразитные сигналы в УЛЗ:

а — формы основных и паразитных сигналов при питании УЛЗ радиоимпульсами;
б — амплитудная модуляция цветовой поднесущей, вызванная отражениями 3;
в — варианты интерференциальных искажений на цветовых полях изображения

нию к U_0 на 3τ. Отраженные сигналы более высоких порядков можно не учитывать, так как уровни их малы. Сигналы U_2 и U_3 кратны по времени распространения номинальной задержке τ.

На входе УЛЗ складываются и интерферируют сигналы U_0 и U_2, сдвинутые на удвоенное время задержки 2τ. Аналогично на выходе УЛЗ интерферируют смещенные на 2τ сигналы U_1 и U_3. При этом, как видно из рис.2.28,*б*, складываются одноименные сигналы: U_R с U_R, U_B с U_B. Если бы фаза поднесущей в системе СЕКАМ была постоянной, интерференция не создавала бы искажений, а лишь приводила к некоторому увеличению амплитуды сигнала цветности. В действительности фаза поднесущей инвертируется через две строки на третью и от поля к полю. Поэтому интерферирующие сигналы на разных строках то складываются, то вычитаются. Возникает паразитная амплитудная модуляция. Из-за несовершенства амплитудных ограничителей модулированными по амплитуде оказываются и выходные цве-

торазностные сигналы. Это вызывает искажения в виде разнояркости строк. Так как на цветном изображении чередуются строки четных и нечетных полей, а в каждом поле на участке одного цвета чередуются прямые и задержанные сигналы, интерференционная картина на экране кинескопа имеет вид, показанный на рис.2.28,*в* и *г*.

Два варианта интерференционной картины обусловлены тем, что амплитуда прямого сигнала может быть установлена равной либо меньшему (рис.2.28,*в*), либо большему (рис.2.28,*г*) значению задержанного сигнала. Показанные на рис.2.28,*б* соотношения фаз задержанного и отраженного сигналов соответствуют задержке, равной с точностью до фазы поднесущей интервалу строки. Так как номинальная задержка УЛЗ СЕКАМ составляет 63,943 мкс, получается погрешность −57 нс по отношению к длительности строки. При допуске на задержку ±30 нс максимальная погрешность достигнет −87 нс. В результате задержанный сигнал может быть сдвинут по отношению к прямому на угол $\Delta\varphi \leq \pm\Delta\tau \; 360°f_0 = \pm 87 \cdot 10^{-9} \; 360 \cdot 4{,}3 \cdot 10^6 = \pm 135°$. Так как сигнал U_3 сдвинут по отношению к U_1 на 2τ, при их интерференции фазовая погрешность может составить 270°.

Амплитудная модуляция от интерференции будет максимальна, когда фазовая ошибка равна 0 или 180°, и минимальна при $\Delta\varphi = \pm 90°$. Когда $\Delta\varphi = 180°$, интерференционная картина в результирующем сигнале инвертируется: в строках, где при $\Delta\varphi = 0$ амплитуда поднесущей была максимальной, она станет минимальной, и наоборот. Фаза задержанного сигнала зависит и от частоты поднесущей. Поэтому в общем случае на участках изображения с разным цветом получается разнояркость строк с разным характером интерференции и с разной ее интенсивностью.

Амплитудная модуляция сигнала цветности вызывается эхосигналами со временем распространения $t = (2n + 1)\,\tau$, где τ — интервал строки, в частности сигналом 3τ.

В современных УЛЗ для приемников СЕКАМ и СЕКАМ/ПАЛ подавление эхосигнала $3\tau\,(U_3)$ составляет более (или равно) 28 дБ на центральной частоте и ≥26 дБ в полосе частот 3...5,2 МГц.

Кроме эхосигналов U_2 и U_3 в УЛЗ возникают паразитные сигналы, вызванные боковыми лепестками диаграммы направленности пьезопреобразователей, а также рассеиванием ультразвука при его отражениях от промежуточных граней звукопровода. Так, в УЛЗ, звукопровод которой показан на рис.2.27,*б*, часть ультразвуковой энергии, достигшей приемного пьезопреобразователя 2, отражается от него, доходит до грани *3* и вновь отражается с некоторым рассеиванием. Часть этой энергии возвращается на приемный пьезопреобразователь 2. Возникает эхосигнал U_4 (рис.2.27,*а*), отстоящий во времени по отношению к U_1 на τ. Наложение U_4 на U_1 вызывает интерференцию сигналов U_R и U_B, приводящую к неустранимым перекрестным искажениям. Отражения такого типа называют некратными. В лучших современных УЛЗ подавление некратных отражений превышает 34 дБ. Влияние эхосигналов в УЛЗ на качество цветного изобра-

жения в телевизоре рассмотрено в [2.22÷2.25]. Методы измерения параметров УЛЗ даны в [2.26].

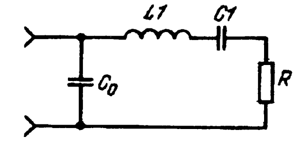


Рис.2.29. Эквивалентная схема пьезопреобразователя

Входное сопротивление. Эквивалентная схема пьезопреобразователя приведена на рис.2.29. Конденсатор C_0 соответствует статической емкости, образованной обкладками пьезо-

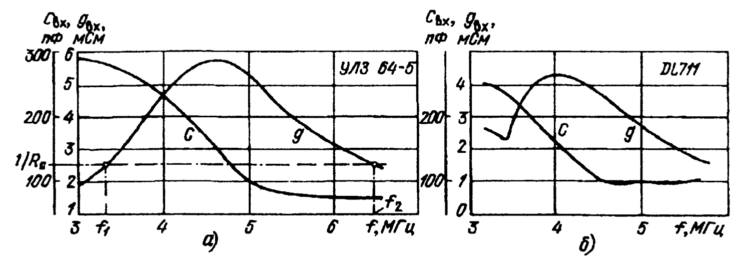


Рис.2.30. Частотные зависимости входной проводимости УЛЗ

преобразователя, контур *C1L1* является электрическим отображением механических резонансных свойств пластины, а сопротивление *R* характеризует величину потерь энергии в пьезопреобразователе. С ростом частоты сначала возникает последовательный резонанс цепи *L1C1R*. На частоте последовательного резонанса f_s входное сопротивление пьезопреобразователя, определяющееся параллельным соединением конденсатора C_0 и резистора *R*, минимально. На частоте $f_p > f_s$ наступает параллельный резонанс в цепи C_0C1L1R. При дальнейшем увеличении частоты реактивная составляющая входного сопротивления принимает индуктивный характер.

Электрические свойства пьезопреобразователя, укрепленного на звукопроводе, также описываются эквивалентной схемой (рис.2.29). Дополнительное затухание, вносимое звукопроводом, приводит к тому, что реактивная составляющая входного сопротивления во всем рабочем диапазоне частот сохраняет емкостный характер. В качестве примера на рис.2.30,*а* и *б* показаны экспериментально измеренные частотные зависимости входной проводимости отечественной линии задержки УЛЗ64-5 и УЛЗ DL711 фирмы "Фи-

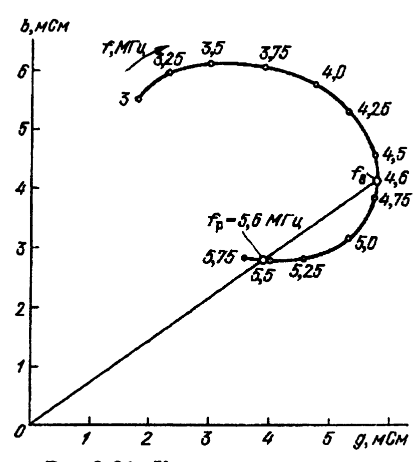


Рис.2.31. Круговая диаграмма входной проводимости УЛЗ64-5

липс". Частоты последовательного резонанса f_s близки к 4,3 МГц. На этих частотах активная составляющая входной проводимости максимальна и равна $1/R$, а емкость C_0.

Для определения значений остальных элементов эквивалентной схемы необходимо знать частоту параллельного резонанса f_p. Ее можно определить, если представить частотную характеристику входного сопротивления в виде круговой диаграммы $b_{вх} = f\,(g_{вх})$. Такая диаграмма для УЛ364-5 приведена на рис.2.31. Второе пересечение круговой диаграммы и прямой, соединяющей точку f_s с началом координат, дает искомое значение f_p (5,6 МГц).

Зная f_p, определяют значения $L1$ и $C1$:

$$L1 = 1/[C_0(\omega_p^2 - \omega_s^2)]; \tag{2.27}$$

$$C1 = 1/(\omega_s^2 L1). \tag{2.28}$$

Для УЛ364-5: C_0=150 пФ, R=170 Ом, $C1$=74 пФ, $L1$=16 мкГн.

Минимальное затухание сигнала в УЛЗ будет, когда линия согласована по мощности на входе и выходе. Для этого сопротивления источника сигнала и нагрузки выбирают комплексно-сопряженными по отношению к входному сопротивлению УЛЗ. Чтобы согласовать УЛЗ на одной частоте, например f_s, достаточно нагрузить линию на параллельно соединенные

$$R_c = R \quad \text{и} \quad L_c = 1/(\omega_s^2 C_0). \tag{2.29}$$

Параллельно входу УЛЗ включается индуктивность L_c, а внутреннее сопротивление источника сигнала выбирается равным R_c. Тогда на частоте согласования коэффициент передачи по мощности A_p будет максимальным и равным

$$A_p = 20\lg U_{вых}/U_{вх}. \tag{2.30}$$

На частотах, отличных от f_s,

$$A_p = 10\lg\frac{U_{вых}^2}{U_{вх}^2 R_н g_{вх}(f)}. \tag{2.31}$$

На частоте согласования отраженный сигнал U_3 значительно подавляется, но АЧХ УЛЗ становится узкополосной. Согласование УЛЗ во всей полосе рабочих частот связано со значительными техническими трудностями, поскольку для этого необходимо синтезировать двухполюсник, комплексно-сопряженный с входным сопротивлением УЛЗ. Обычно идут на компромиссное решение, согласуя УЛЗ на двух частотах по активному сопротивлению и на частоте f_s — по реактивному. Чтобы обеспечить такое согласование, выбирают $L_c = 1/(\omega_s^2 C_0)$, а $R_c > R$. Так, для УЛ364-5 в соответствии с (2.30) и рис.2.31,*а*

$$L_c = 1/(4\cdot 4{,}6^2\cdot 10^{12}\, 150\cdot 10^{-12}) = 7{,}98 \text{ мкГн};$$

$$\sqrt{R_c} > 1{,}57\cdot 10^{-3} = 175 \text{ Ом}.$$

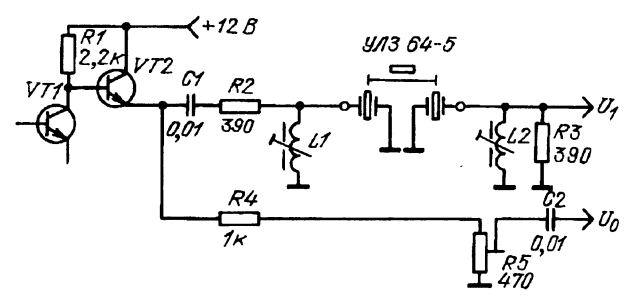


Рис.2.32. Электрическая схема блока задержки СЕКАМ

Прямая $1/R_c$ даст тогда две точки пересечения с кривой $g_{вх} = f(f)$. Эти точки соответствуют частотам согласования активной составляющей входного сопротивления (f_1 и f_2 на рис.2.30,*а*). Хотя у согласованной таким образом УЛЗ подавление эхосигнала на частоте f_s несколько уменьшается, но зато существенно расширяется АЧХ. Согласование на двух частотах рекомендуется в паспортах большинства УЛЗ.

На рис.2.32 приведено типовое схемное решение блока задержки для декодера СЕКАМ. Сигнал на УЛЗ подается через согласующий резистор *R2* с выхода эмиттерного повторителя *VT2*. Прямой сигнал U_0 снимается с эмиттера *VT2* до согласующего резистора. В результате проникновение эхосигнала U_2 в U_0 ослабляется в $(R2 + R_i)/R_i$ раз, где R_i — выходное сопротивление эмиттерного повторителя. При *R2* = 390 Ом дополнительное ослабление U_2 составляет примерно 20 дБ. Тогда с учетом ослабления U_2 в самой УЛЗ суммарное подавление эхосигнала превысит 40 дБ.

Рассмотренные традиционные методы подавления искажений, вызванные эхосигналами, — согласование УЛЗ и ограничение амплитуды задержанного сигнала — уменьшают заметность паразитной АМ сигнала цветности, но не устраняют ее полностью. Возможен и другой метод борьбы с такими искажениями. Поскольку первопричина АМ сигнала U_1 — коммутация фазы цветовой поднесущей СЕКАМ, то искажения полностью устраняются, если обеспечить постоянство начальной фазы цветовой поднесущей в канале цветности. Коммутацию фазы поднесущей в кодере можно рассматривать как один из видов предыскажений, вносимых в сигнал СЕКАМ и необходимых для того, чтобы остатки цветовой поднесущей в канале яркости создавали минимальные помехи на телевизионном изображении. В канале цветности коммутация фазы поднесущей не нужна. Поэтому восстановление постоянства фазы цветовой поднесущей в канале цветности приемника не только не вносит искажений, но, наоборот, существенно повышает качество цветного изображения.

Чтобы решить эту задачу, достаточно в канале цветности до входа УЛЗ инвертировать фазу поднесущей в тех строках, где она коммутируется на передающей стороне. Известны два типа

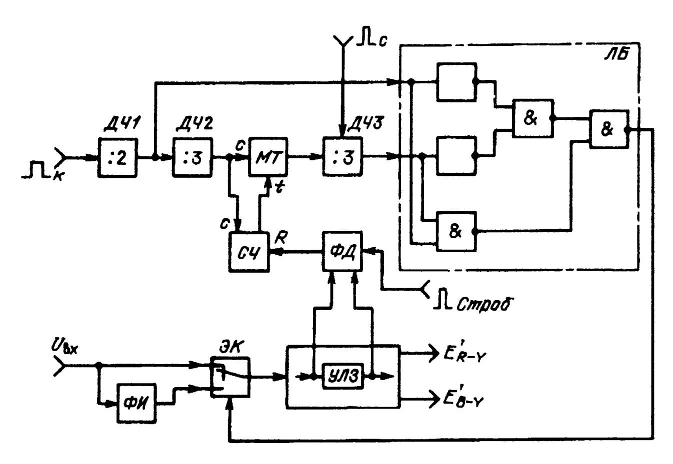


Рис.2.33. Функциональная схема канала цветности с инвертором цветовой поднесущей (первый тип)

таких устройств. Функциональная схема первого из них [2.27] дана на рис.2.33. В разрыв канала цветности до УЛЗ введен электронный коммутатор ЭК. На один из входов коммутатора сигнал поступает непосредственно, а на второй — через фазоинвертор ФИ. Делитель частоты на два ДЧ1 преобразует импульсы гашения полей в меандр кадровой частоты. Делитель частоты на три ДЧ2 формирует из этого меандра прямоугольные импульсы, имеющие длительность, равную периоду одного кадра, и присутствующие на каждом третьем кадре. Эти импульсы подают на вход моностабильного триггера МТ. Постоянная времени этого триггера управляется напряжением по входу *t*. Управляющее напряжение вырабатывается счетчиком СЧ, на счетный вход которого поданы импульсы с выхода делителя частоты ДЧ2. Второй делитель частоты на три ДЧ3 формирует из строчных импульсов импульсы, имеющие длительность, равную интервалу строки, и повторяющиеся на каждой третьей строке. В логическом блоке ЛБ из этих импульсов и меандра кадровой частоты образуется управляющий сигнал. Этот сигнал имеет такую же форму, как сигнал в кодере СЕКАМ, подаваемый на коммутатор фазы поднесущей (ЭК3 на рис.1.23). Управляющий сигнал поступает на ЭК в канале цветности и изменяет фазу поднесущей. Для синхронизации управляющего сигнала в ФД сравнивают фазы защитных пакетов цветовой поднесущей на входе и выходе УЛЗ канала цветности. При совпадении начальных фаз защитных пакетов на выходе ФД выделяется импульс, блокирующий действие счетчика СЧ.

Работает устройство следующим образом. Пока фазы поднесущей на входе и выходе УЛЗ не совпадают, функционирует счетчик СЧ. Импульсы с выходов счетчика преобразуются в нарастающее постоянное напряжение, которое меняет длительность импульсов, вырабатываемых триггером МТ. С окончанием каждого импульса от МТ начинает работать делитель часто-

ты строк на три ДЧЗ. Если на первом кадре сигнал от этого делителя начинается с первой строки, то в третьем кадре благодаря изменению длительности импульса от МТ сигнал на выходе ДЧЗ сдвинется на вторую строку, затем на третью и т.д. Такая работа в режиме поиска будет происходить до тех пор, пока управляющий сигнал, подаваемый на коммутатор ЭК, не совпадет по фазе с законом коммутации фазы поднесущей в принятом сигнале СЕКАМ. По достижении синхронного режима фазы вспышек на входе и выходе УЛЗ станут одинаковыми и ФД выработает напряжение, блокирующее СЧ. Синхронный режим работы поддерживается, пока принимается сигнал СЕКАМ.

Недостатком рассмотренного устройства является его сложность (три делителя частоты, счетчик, моностабильный триггер и т.д.). Кроме того, несовершенен метод управления счетчиком. На входе и выходе УЛЗ присутствуют сигналы U_R и U_B, частоты которых различны. Поэтому ФД выделяет не импульсы, соответствующие защитным пакетам, а сигнал биений двух цветовых поднесущих. Так как начальные фазы защитных пакетов в строках D_R и D_B никак не коррелированы, положения максимумов биений не определены и могут не совпадать с положением вспышек. Поэтому амплитуда сигнала на выходе ФД меняется при смене датчиков сигнала, что делает работу устройства неустойчивой.

На рис.2.34 приведена функциональная схема второго устройства, предназначенного для подавления искажений в канале цветности [2.28]. Между КВП и АО канала цветности СЕКАМ включен управляемый инвертор фазы цветовой поднесущей ИНВ, который, как и в устройстве на рис.2.32, может быть выполнен в виде ФИ и ЭК1. Инвертор управляется сигналом от генератора коммутирующих импульсов Г, представляющего собой делитель частоты на три, на счетный вход которого поданы строчные импульсы. Особенностью устройства является то, что для синхронизации Г используется паразитная АМ поднесущей, создаваемая эхосигналами в УЛЗ. Схема синхронизации генера-

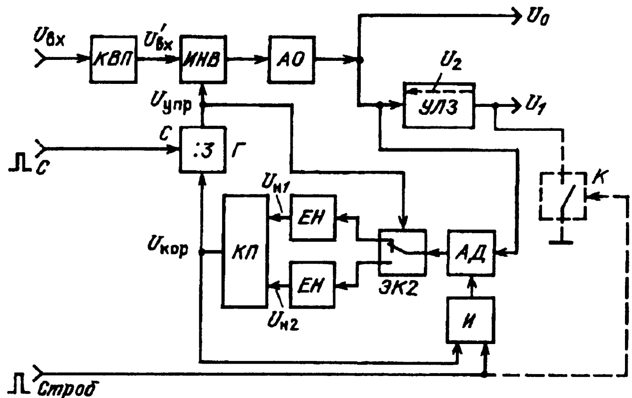


Рис.2.34. Функциональная схема канала цветности с инвертором цветовой поднесущей (второй тип)

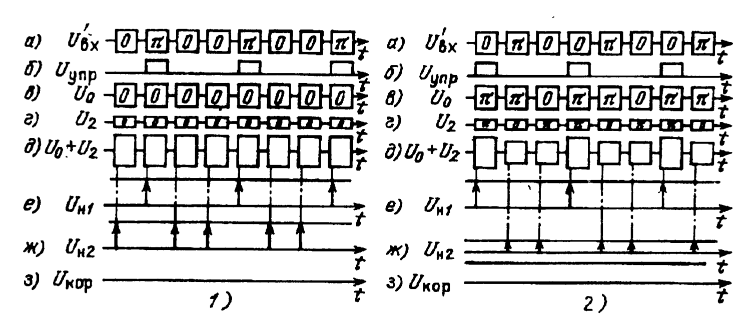


Рис.2.35. Эпюры сигналов в схеме на рис.2.34

тора коммутирующих импульсов состоит из амплитудного детектора АД, электронного коммутатора ЭК2, двух емкостных накопителей ЕН и компаратора КП. Основной вход АД соединен со входом УЛЗ, а на вход управления через звено И поступают стробирующие импульсы, совпадающие по времени с защитными пакетами цветовой поднесущей. Выход компаратора КП соединен со входом блокирования генератора Г коммутирующих импульсов и вторым входом звена И. Начальная фаза генератора коммутирующих импульсов произвольна. Если она правильна (рис.2.35, *1*), то фаза сигнала U_0 на входе УЛЗ (рис.2.35, *1,в*) будет одинаковой во всех строках, так же как и фаза сигнала U_2. Поэтому в суммарном сигнале (рис.2.35, *1,д*) не будет амплитудной модуляции. Амплитудный детектор АД сформирует из вспышек импульсы одинакового размаха, которые через ЭК2, управляемый от Г, поступят на входы емкостных накопителей в моменты, показанные на рис. 2.34 стрелками. На выходах накопителей получатся одинаковые напряжения $U_{н1}$ и $U_{н2}$ (рис. 2.35, *1,е,ж*). Компаратор КП работает в соответствии с таблицей истинности (табл.2.2).

Таблица 2.2

$U_{н1}$	$U_{н2}$	$U_{кор}$
А	Б	1
Б	А	1
А	А	0
Б	Б	0

Здесь *А* и *Б* — произвольные значения напряжений $U_{н1}$ и $U_{н2}$. Когда эти напряжения одинаковы, сигнал $U_{кор}$ на выходе КП отсутствует, и коррекции генератора Г не происходит. В таком режиме канал цветности может работать неопределенно долгое время.

Если начальная фаза Г окажется неправильной, то в сигнале U_0 сохранится коммутация фазы поднесущих. Возможны два неправильных варианта сочетаний фаз генератора Г и фазы поднесущих. Один из них показан на рис.2.35, *2*. В обоих случа-

ях в сигнале $U_0 + U_2$ (рис.2.35, *2,д*) возникает паразитная амплитудная модуляция. Глубину этой модуляции можно увеличить, нарушая согласование на выходе УЛЗ в интервалы гашения полей (ключ К на рис.2.34). Но и без такой цепи схема работоспособна. На выходах емкостных накопителей выделяются разные напряжения $U_{н1}$ и $U_{н2}$. Компаратор КП вырабатывает напряжение $U_{кор}$, которое блокирует генератор коммутирующих импульсов Г и амплитудный детектор АД. После разрядки накопителей ЕН генератор вновь начинает работать. Процесс повторяется до тех пор, пока фаза Г не станет правильной. Работа снхронизирующей схемы напоминает работу БЦС, с той разницей, что выбирается одно из трех возможных сочетаний фаз Г и сигнала цветности, а не одно из двух, как в БЦС. Преимущества устройства, показанного на рис.2.34, — его относительная простота и независимость работы от влияний дестабилизирующих факторов.

В [2.29] предложено для устранения коммутации фазы поднесущей пропускать сигнал цветности через счетный триггер (управление по входу *С*). В начале каждой строки триггер корректируется по установочному входу. В результате колебания на его выходе, которые служат входным сигналом канала цветности, в каждой строке начинаются с одинаковой фазы.

Наконец предложены отличные от стандартного законы коммутации фазы цветовой поднесущей в кодере [2.30]. При их использовании не увеличивается заметность поднесущей на экранах черно-белых телевизоров, но полностью устраняется амплитудная модуляция сигнала в блоке задержки декодера. Одновременно упрощается разделение составляющих яркости и цветности.

Рассмотренные устройства и методы, обеспечивающие постоянство фазы поднесущей в канале цветности, не только устраняют разнояркость строк, вызванную эхосигналами в УЛЗ, но также существенно уменьшают заметность перекрестных искажений, создаваемых интерференцией сигналов U_R и U_B. Это объясняется следующим. Перекрестные искажения по поднесущим проявляются как синусоидальные насадки в цветоразностных сигналах. Частота этих насадок равна разности частот сигналов U_R и U_B. В результате коммутации фазы поднесущей фаза помехи меняется на 180° на каждой третьей строке. Поэтому на экране кинескопа помеха принимает вид контрастного рисунка из горизонтальных штрихов, перемещающегося в вертикальном направлении. После устранения коммутации фазы поднесущей фаза помехи становится одинаковой во всех строках. На экране кинескопа такая помеха выглядит как небольшое плавное изменение яркости вдоль строки, заметность которого незначительна.

Постоянство фазы поднесущей в канале цветности позволяет упростить требования к УЛЗ СЕКАМ. Усилия разработчиков при этом могут быть направлены не на подавление кратных отражений, а на расширение полосы пропускания УЛЗ, что позволит повысить цветовую четкость.

Рассмотренные искажения полностью устраняются, если в декодере вместо УЛЗ используется электронная линия задержки (TDA4661/65).

Блок задержки на ПЗС. Существует значительное число типов аналоговых линий задержки на ПЗС (см., например, [2.31, 2.32]). Устройства задержки чаще всего выполняют по технологии *n*-МОП с двухтактным управлением. Конструкция такого ПЗС показана на рис.2.36,*б*. На пластину кремния с проводимостью типа *p* наносится изолирующий слой в виде двуокиси кремния SiO_2. Путем диффузии и металлизации внутри изолирующего слоя и на его поверхности формируются две группы затворов, имеющих линейчатую структуру. На рисунке показано поперечное сечение ПЗС. Каждый углубленный затвор, называемый затвором памяти, соединяется с соседним поверхностным затвором, называемым затвором переноса. Четные и нечетные пары затворов электрически соединяются в две группы, на кото-

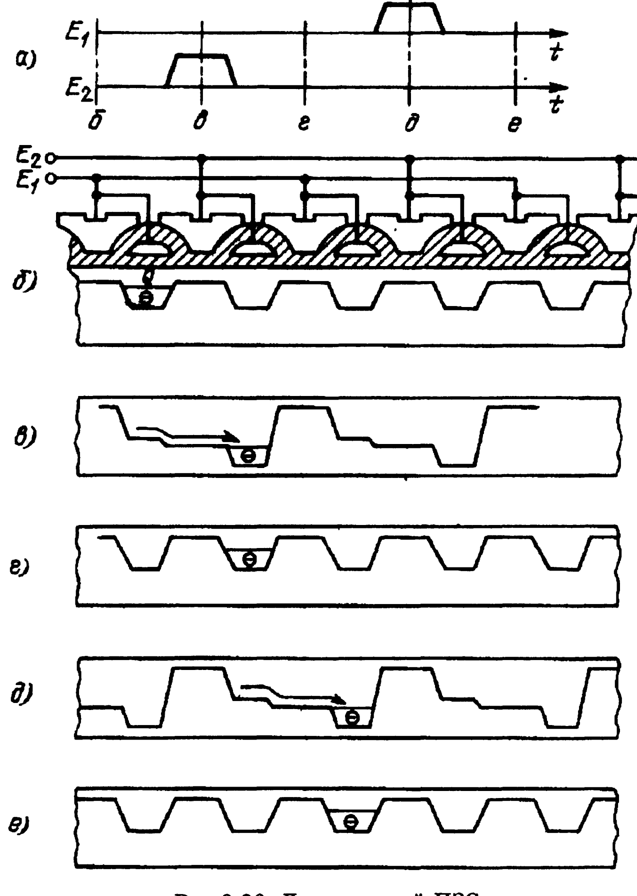


Рис.2.36. Двухтактный ПЗС:
а — форма тактовых сигналов; б — конструкция ПЗС;
в — е — процессы переноса зарядов

рые подают тактовые сигналы в виде положительных импульсов, сдвинутых на половину периода друг относительно друга.

В паузах между импульсами (момент *б* на рис.2.36,*а*) из-за действия постоянной составляющей тактового сигнала основные носители в полупроводнике смещаются, образуя обедненный слой, граница которого (на рис.2.36,*б*) имеет форму трапециевидной волны. Если под первый затвор памяти инжектировать неосновные носители, в данном случае электроны, заряд Q будет храниться в потенциальной яме, образованной обедненным слоем. В момент *в* (рис.2.36,*а*) напряжение E_2 увеличивается. Благодаря этому увеличиваются потенциальные ямы под затворами памяти E_2 и понижаются потенциальные барьеры под затворами переноса E_2. Заряд Q "переливается" в потенциальную яму под затвором памяти E_2, как это показано на рис.2.36,*в*. С приходом тактового импульса E_1 заряд переходит в следующую потенциальную яму. В результате вводимые в ПЗС заряды, значения которых определяются амплитудой сигнала в данный момент, перемещаются внутри ПЗС слева направо и затем считываются на его выходном конце, обеспечивая задержку сигнала на время

$$\tau = N / 2f_т ,$$

где N — число пар электродов; $f_т$ — тактовая частота.

При прохождении через ПЗС аналоговый сигнал подвергается дискретизации, т.е. преобразуется в последовательность отсчетов, значения которых постоянны в пределах тактовых импульсов, частота которых должна по крайней мере в 2 раза превышать высшую частоту сигнала. Амплитудно-частотная характеристика ПЗС эквивалентна характеристике фильтра нижних частот. Поэтому на ПЗС подают демодулированные цветоразностные сигналы. Чтобы пропустить без искажений цветоразностный сигнал с шириной спектра 1,5 МГц, необходима тактовая частота $f_т > 3$ МГц. Если в виде ПЗС выполнен не только блок задержки, но и входные фильтры канала цветности, тактовую частоту удобно выбирать равной или кратной средней частоте фильтра КВП: $f_т = 4{,}286$ МГц. Тогда для обеспечения задержки 64 мкс ПЗС должен содержать: $N = 2\tau f_т = 2 \cdot 64 \cdot 10^{-6} \cdot 4{,}286 \cdot 10^6 = 548{,}6 \approx 549$ пар затворов.

В двухстандартных декодерах СЕКАМ/ПАЛ в качестве задающего генератора для ПЗС используется ГУН ПАЛ с частотой 4,43 МГц. При этом число пар затворов в ПЗС увеличивается до значения $N = 2 \cdot 64 \cdot 10^{-6} \cdot 4{,}43 \cdot 10^6 = 567$.

На каждой ступени задержки в ПЗС теряется некоторая часть передаваемого заряда. Такие потери вызываются ионными примесями в диэлектрике, которые захватывают неосновные носители, а также дефектами структуры полупроводника. Кроме того, часть заряда, которую называют остаточной, не перемещается, а остается в потенциальной яме. Поэтому чем больше пар затворов содержит ПЗС, тем ниже эффективность передачи зарядов. Вместе с тем с увеличением числа ступеней задержки снижается и полоса пропускания ПЗС.

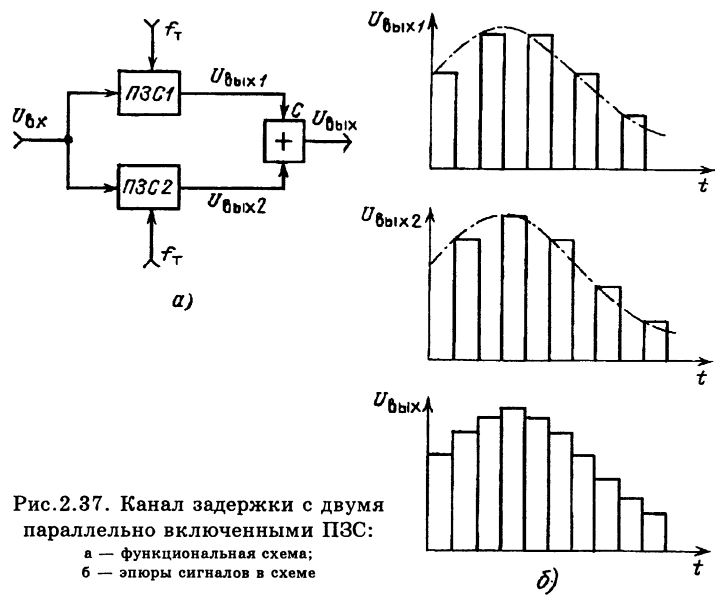


Рис.2.37. Канал задержки с двумя параллельно включенными ПЗС:
а — функциональная схема;
б — эпюры сигналов в схеме

Для преодоления этих трудностей блок задержки выполняют в виде нескольких параллельных каналов на ПЗС [2.33]. На рис.2.37,*а* показана схема блока задержки с двумя ПЗС, на которые подаются тактовые импульсы со сдвигом 180°. Один из ПЗС пропускает только четные выборки, а второй — нечетные. В сумматоре С сигналы с выходов ПЗС складываются, как это показано на рис.2.37,*б*. Так как каждая из ветвей передает только половину необходимого количества выборок сигнала, тактовая частота может быть снижена в 2 раза. При этом количество пар затворов в каждом ПЗС также сокращается в 2 раза и составит для тактовой частоты 4,286 МГц $N = 274$, а для $f_т = 4{,}43$ МГц $N = 284$. В результате при неизменной технологии расширится полоса пропускания и уменьшатся потери сигнала. При необходимости число параллельных ветвей в блоке задержки на ПЗС можно произвольно увеличить, снизив во столько же раз частоту многофазного тактового сигнала. Это позволяет строить блок задержки на относительно низкочастотных МОП-структурах.

Реализация аналоговых ПЗС — довольно сложная задача, так как кроме необходимых полосы пропускания и эффективности передачи зарядов требуется также обеспечить малые нелинейные искажения сигнала и достаточный динамический диапазон.

Определенные трудности вызывает выполнение тактового генератора на одном кристалле с ПЗС. Суммарная емкость параллельно соединенных электродов ПЗС получается достаточно большой (обычно более 100 пФ). Поэтому в выходных каскадах тактового генератора, которые работают как ключи с частотой в несколько мегагерц, рассеивается динамическая мощность в несколько сот милливатт.

Кроме ПЗС для построения аналоговых дискретных линий задержки используются также цепочки коммутируемых конденсаторов. На этом принципе основаны, в частности, микросхемы TDA4660, TDA4661 и TDA4665.

Блок задержки на коммутируемых конденсаторах. Устройство линии задержки на коммутируемых конденсаторах показано на рис.2.38. Она состоит из входной и выходной шин, которые могут присоединяться ключами к конденсаторам. Количество конденсаторов равно числу запоминаемых отсчетов сигнала за время строки. Состояние ключей меняют с помощью блока управления БУ, на который подан тактовый сигнал, вырабатываемый системой ФАПЧ. В состав ФАПЧ входит генератор, управляемый напряжением ГУН, делитель частоты ДЕЛ и фазовый детектор ФД, в котором поделенная тактовая частота сравнивается со строчной частотой. Для этого на второй вход ФД поданы стробирующие строчные импульсы. В частности, в микросхеме задержки TDA4661 ГУН работает на тактовой частоте 3 МГц. Кратность деления частоты при этом составляет $3 \cdot 10^6/15625 = 192$. Это число соответствует количеству отсчетов (пикселей), приходящихся на интервал строки, а также числу используемых в микросхеме конденсаторов.

Блок управления в виде сдвигового регистра формирует из тактовых импульсов две последовательности импульсов, управляющих ключами. Когда (n–1)-й конденсатор с помощью ключа записи $КЗ_{n-1}$ заряжается отсчетом сигнала с входной шины, с конденсатора n с помощью ключа считывания $КС_n$ передается в выходную шину отсчет сигнала из предыдущей строки. Таким образом, с каждого конденсатора сначала считывается ранее записанная информация, а потом на ее место записывается новая. Устройство выборки и хранения УВХ подавляет в выходном сигнале помехи от тактовых импульсов.

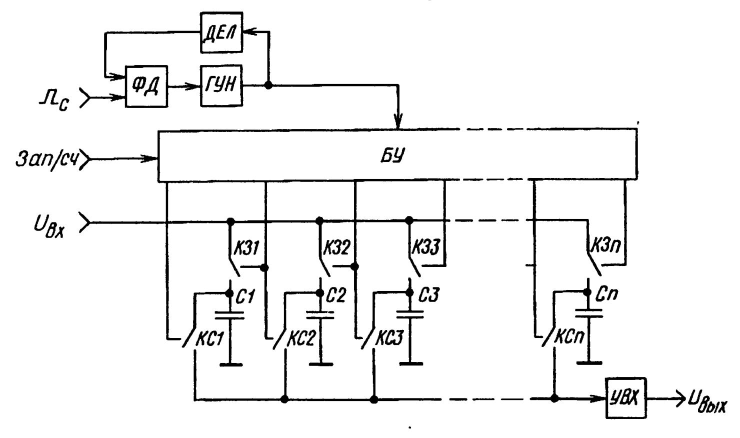


Рис.2.38. Схема регистра задержки на коммутируемых конденсаторах

Линия задержки на коммутируемых конденсаторах технологически более проста, чем ЛЗ на ПЗС, но имеет худшие частотные свойства. Так, ЛЗ TDA4661 имеет полосу пропускания 1 МГц, в то время как ЛЗ на ПЗС, например TDA8451, обеспечивает полосу пропускания 1,5 МГц.

Цифровые каналы задержки. В декодерах с цифровой обработкой сигнала используется устройство задержки, обеспечивающее задержку на строчный интервал двоичного слова (байта), содержащего несколько разрядов. Для неискаженной передачи цветоразрядных сигналов достаточно шести разрядов. Возможны два типа цифровых каналов задержки — на регистрах или в виде оперативного запоминающего устройства с произвольной выборкой (ЗУПВ). Регистр проще по структуре, не содержит блока адресации, ЗУПВ сложнее, но имеет больше функциональных возможностей.

Применение ЗУПВ позволяет сократить число ячеек памяти. Во время обратного хода по строке (12 мкс) можно ограничиться запоминанием одного байта, который будет, например, нести информацию об уровне черного. Тогда время работы блока задержки уменьшается от 64 до 52 мкс за строку. Для цветоразностных сигналов, имеющих полосу 1,5 МГц, тактовая частота может быть выбрана равной 1/4 стандартной тактовой частоты: 13,5/4 = 3,375 МГц. Длительность периода этой частоты T = 296,29 нс. На время активного интервала строки приходится 52/0,29629 = 175,5 отсчетов. Еще один отсчет требуется для запоминания уровня черного. Если ограничить цветоразностный сигнал шестью разрядами, то объем памяти блока задержки должен составлять 177×6.

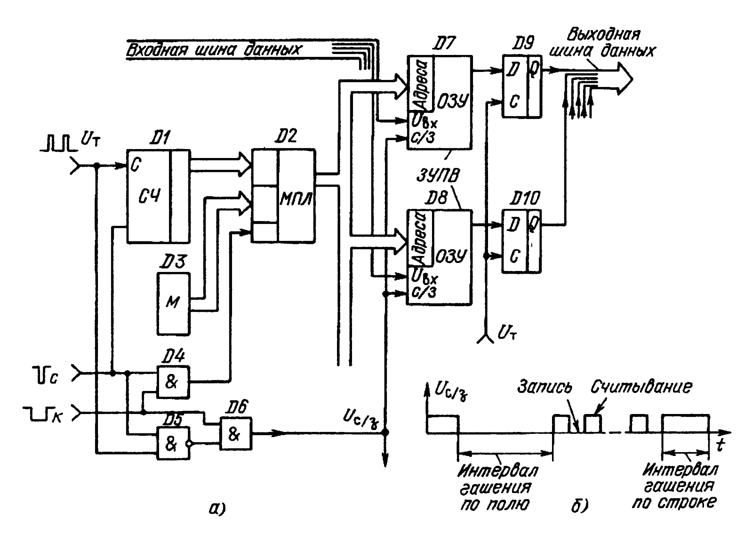


Рис.2.39. Цифровой блок задержки с использованием ЗУПВ:
а — функциональная схема; б — режим работы ЗУПВ

На рис.2.39 приведена функциональная схема блока задержки, предназначенного для канала цветности СЕКАМ. Для упрощения рисунка изображены только две схемы ЗУПВ (*D7*, *D8*). Адресация обеспечивается двоичным счетчиком СЧ, ведомым тактовыми импульсами. В начале каждого обратного хода счетчик приводится в нулевое состояние строчным импульсом. Мультиплексор МПЛ на время интервалов гашения по строкам и полям отключает счетчик от адресных входов ЗУПВ и подает на эти входы от матрицы *D3* двоичное слово, соответствующее адресу, куда записывается информация об уровне черного. Эта информация записывается во время интервалов гашения по полю, а в интервалы гашения по строкам информация считывается. Режимами запись—считывание управляет логическое устройство на ячейках *D5*, *D6*. Осциллограмма сигнала на их выходе показана на рис.2.39,*б*. В активные интервалы строк в первую половину каждого периода тактового сигнала производится считывание, а во вторую — запись. После включения канала цветности к концу первой строки все ячейки памяти заполняются. С началом следующей строки информация из каждой ячейки сначала считывается, а потом вместо нее записывается новая. Чтобы на выходы блока задержки не проникали помехи, возникающие в режиме записи, применены триггеры-защелки *D9*, *D10*, которые поддерживают на выходах считанные уровни в течение всего периода тактового сигнала.

2.2.4. Электронный коммутатор

Электронный коммутатор в канале цветности СЕКАМ перераспределяет прямой U_0 и задержанный U_1 сигналы так, что на один его выход поступают только составляющие U_R, а на второй — U_B. Коммутатор имеет два входа и два выхода, соединенные между собой четырьмя ветвями, две из которых пропускают сигналы, а две другие разомкнуты. В следующий строчный интервал открытые и закрытые ветви меняются местами.

К электронному коммутатору предъявляются следующие требования:

затухание сигнала в закрытых ветвях должно быть минимальным;

паразитная связь между выходами и входами коммутатора через его закрытые ветви должна быть подавлена не менее чем на 40 дБ. Проникновение сигналов через закрытые ветви коммутатора вызывает интерференцию двух частотно-модулированных поднесущих U_R и U_B, которая вызывает появление на экране телевизора перекрестных искажений в виде прерывистых горизонтальных линий на окрашенных полях. Исследованию перекрестных искажений посвящена работа [2.34]. Удовлетворительное качество цветного изображения получается, если перекрестные искажения подавлены не менее чем на 35 дБ. Перекрестные искажения создаются не только в коммутаторе, но и в других узлах канала, например в блоке задержки. Чтобы суммарное зна-

чение перекрестных искажений не превысило −35 дБ, их подавление в коммутаторе должно составлять не менее 40 дБ;

амплитудно-частотная характеристика проводящих ветвей коммутатора в полосе 3,3...5,3 МГц должна быть плоской с неравномерностью не более 2 дБ;

вход управления коммутатором должен быть высокоомным, а входная емкость — возможно меньшей, чтобы упростить выполнение релаксационного генератора в БЦС, вырабатывающего волну напряжения полустрочной частоты;

желательно, чтобы коммутирующее напряжение не проходило в выходные сигналы цветности.

Схемные решения электронных коммутаторов. В каналах цветности, выполненных на дискретных элементах, обычно применялся электронный коммутатор, в ветвях которого включены четыре диода, как это показано на рис.2.40. Входы коммутатора являются общими для сигналов цветности, поступающих через конденсаторы *C1, C2*, и сигналов управления, подаваемых через резисторы *R1* и *R2*. Отсюда недостатки четырехдиодного коммутатора — проникновение сигналов управления на его выходы и влияние разделительных конденсаторов *C1—C4* на длительность фронтов сигнала управления. Пути токов от сигнала управления показаны на рисунке штриховыми линиями. При одной полярности сигнала управления открываются диоды *VD1* и *VD4*, а при другой — *VD2* и *VD3*. Перекрестные искажения вызываются прохождением сигналов через закрытые диоды. Поэтому в коммутаторах используют диоды с малой емкостью *p-n* перехода, такие как КД512 или КД522. Для дополнительного ослабления перекрестных искажений можно снизить номиналы резисторов *R3* и *R4*, увеличив одновременно ток через открываемые диоды. Тогда коэффициент передачи открытых ветвей коммутатора, который равен $R3/(R3 + R_д)$, где $R_д$ — динамическое сопротивление прямой ветви диода в рабочей точке, не изменится, а коэффициент передачи закрытых ветвей, определяющий уровень перекрестных искажений, уменьшится пропорционально уменьшению сопротивлений резисторов *R3* и *R4*.

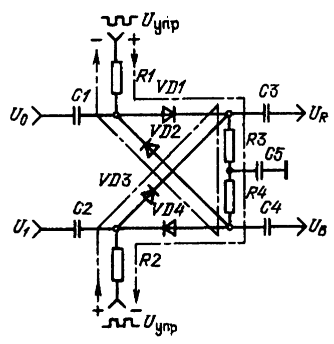


Рис.2.40. Коммутатор на четырех диодах

В микросхемах электронные коммутаторы выполняют на транзисторах. Используя транзисторы, удается практически полностью исключить проникновение коммутирующего сигнала в выходные сигналы цветности. На рис.2.41 приведена электрическая схема коммутатора, входящего в состав микросхемы К174ХА1. Так как в микросхеме обрабатывается только один сигнал цветности, U_R или U_B, коммутатор имеет один выход (вывод *4*) и два входа (выводы *6* и *10*) для прямого и задержанного сигналов цветности. Основу ком-

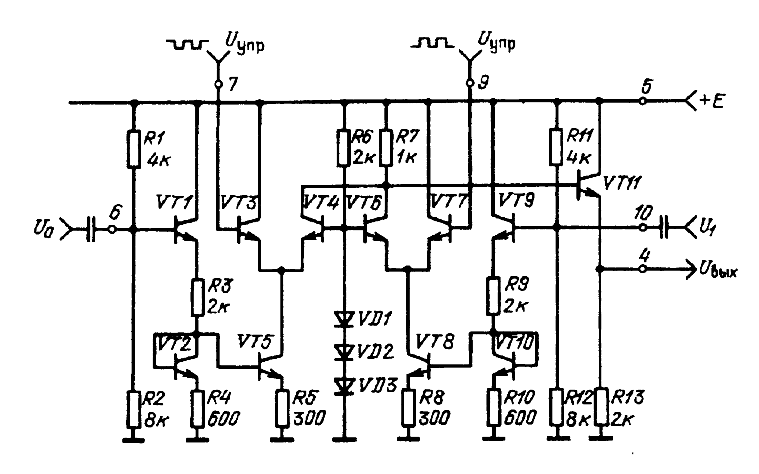


Рис.2.41. Коммутатор микросхемы К174ХА1

мутатора составляют два дифференциальных каскада: *VT3—VT5* и *VT6—VT8*. Входные сигналы поступают на базы транзисторов *VT5* и *VT8*, которые являются генераторами тока. На базы транзисторов *VT4* и *VT6* подано опорное напряжение, а на базы *VT3* и *VT7* — сигналы управления от триггера. Коллекторы *VT4* и *VT6* соединены через эмиттерный повторитель *VT11* с выходом схемы. В строках, где открывается *VT3*, на выход проходит сигнал с вывода *6*. Когда *VT3* закрывается, а *VT7* отпирается, на выход коммутатора проходит сигнал с вывода *10*. Подавление перекрестных искажений в этом коммутаторе составляет примерно 40 дБ. Так как параметры транзисторов, входящих в микросхему, идентичны, постоянные составляющие коллекторных токов *VT4* и *VT6* практически одинаковы. Поэтому прохождение сигнала управления на выход коммутатора в значительной степени подавлено.

На рис.2.42 дана упрощенная электрическая схема коммутатора, примененная в микросхеме TDA3520. Коммутатор содержит две группы дифференциальных каскадов. На базу транзистора *VT84* подан прямой сигнал, а на базу *VT119* — задержанный. В коллекторах *VT71* и *VT84*, а также в *VT102* и *VT119* эти сигналы создают противофазные токи. Когда на вывод *1* поступает сигнал U_B, а на вывод *23* — сигнал U_R, управляющее напряжение от триггера открывает транзисторы *VT70, VT85, VT101* и *VT120*. Противофазные составляющие сигнала U_R проходят через транзисторы *VT102, VT119, VT101, VT120, VT103, VT118* и с эмиттеров транзисторов *VT107, VT117* — на частотный детектор E'_{R-Y}. Одновременно противофазные составляющие сигнала U_B через транзисторы *VT71, VT84, VT70, VT85, VT72, VT83* проходят на ЧД сигнала E'_{B-Y}. В следующий строчный интервал открываются транзисторы *VT74, VT79, VT104* и *VT115*. Сигнал U_R через *VT71, VT84* проходит на эмиттеры *VT107, VT117*, а U_B через *VT102, VT119* — на эмиттеры *VT73, VT80*. Разделение сигналов цветности на две противофазные составляющие упрощает внутрен-

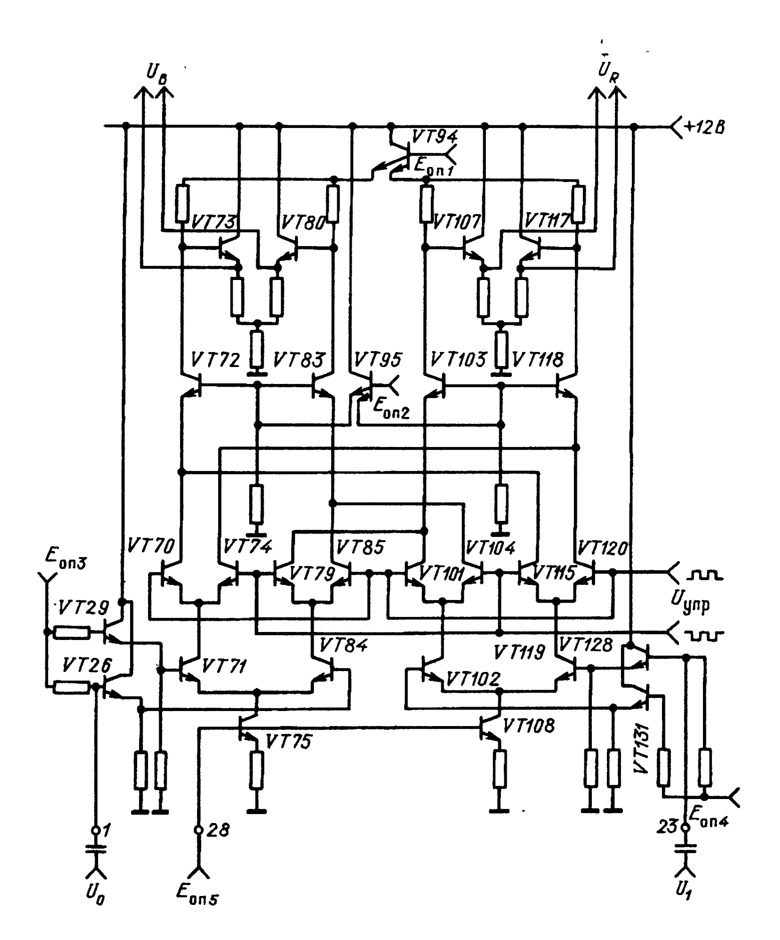


Рис.2.42. Коммутатор микросхемы TDA3520

ние цепи микросхемы, где большинство узлов выполнено в виде симметричных дифференциальных структур с двумя входами.

2.2.5. Частотный детектор

Технические требования и параметры. Частотные детекторы служат для выделения из частотно-модулированной поднесущей цветоразностных сигналов. От параметров ЧД в значительной степени зависит качество цветного изображения, создаваемого телевизором. Рассмотрим основные из этих параметров.

Амплитудно-частотная характеристика. Она для ЧД имеет вид наклонной прямой, пересекающей ось частот в точке, соответствующей частоте немодулированной поднесущей (4,40625 МГц для сигнала U_R и 4,25 МГц для сигнала U_B). Наиболее жесткие

требования к линейности АЧХ предъявляются в полосе частот ±280 кГц от частоты покоя для ЧД сигнала U_R и ±230 кГц — для ЧД сигнала U_B. Эти области частот соответствуют рабочим девиациям поднесущих, поэтому нелинейность АЧХ в этом районе вызывает изменение уровней плоских участков цветоразностных сигналов, т.е. нарушение цветопередачи. Максимальное значение нелинейности АЧХ в диапазоне рабочих девиаций не должно превышать ±5 %. Нелинейность АЧХ за пределами рассмотренного участка не вызывает нарушений цветопередачи на цветовых полях, а приводит к искажениям формы переходов. Поэтому здесь может быть принят более широкий допуск на нелинейность АЧХ. Так, в большинстве серийно выпускаемых аналоговых телевизоров, где ЧД содержат резонансные контуры, нормируется нелинейность АЧХ при девиации ±460 кГц. Норма составляет ±25 %.

На рис.2.43 приведено поле допусков на АЧХ ЧД в полосе частот ±460 кГц. За пределами этого участка АЧХ не нормируется. Полоса пропускания ЧД (расстояние между максимумами АЧХ) обычно выбирается из условий компромисса между качеством цветовых переходов, достигаемым размахом демодулированного сигнала, уровнем шумов и сложностью схемотехники. В большинстве цветных телевизоров полоса ЧД составляет ±(0,6...0,8) МГц, т.е. существенно уже спектра поднесущей. Исключение составляют ЧД, выполненные на базе ФАПЧ с использованием линий задержки вместо контуров, и цифровые ЧД, где можно обеспечить широкую полосу пропускания и линейность АЧХ, близкую к идеальной.

Стабильность нулевых частот АЧХ. При изменении окружающей температуры, напряжения источника питания и под действием других дестабилизирующих факторов АЧХ ЧД смещается и на частоте покоя появляется положительное или отрицательное приращение выходного напряжения. Если каскады, включенные между ЧД и кинескопом, выполнены в виде усилителей постоянного тока, дрейф нулевых частот вызывает нарушение баланса белого, т.е. окраску черно-белых участков изображения. Аналогичное явление получается, если в телевизоре осуществляется фиксация уровней черного, а площадки для такой фиксации создаются выключением сигнала через ЧД в интервалы гашения по строкам или замыканием на это время выхода ЧД на корпус. При воздействии дестабилизирующих факторов такие искусственно сформированные площадки остаются на месте, а уровни черного в демодулированных цветоразностных сигналах смещаются

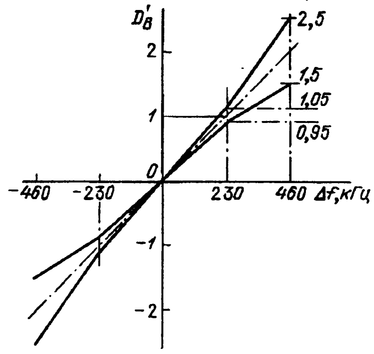


Рис.2.43. Поле допусков для АЧХ частотного детектора сигнала E'_{B-Y}

относительно площадок. Только использование для фиксации уровней черного участков сигнала, образованных демодуляцией защитных пакетов поднесущей или сигналов, введенных от специального генератора, исключает влияние нестабильности нулевых частот на баланс белого.

Однако такой путь связан с существенным усложнением канала цветности и применяется только в наиболее сложных микросхемах и в профессиональных декодерах, используемых в видеоконтрольных устройствах телецентров. Поэтому в большинстве случаев к стабильности нулевых частот ЧД предъявляются довольно жесткие требования. В технических условиях на модуль цветности МЦ3 телевизора ЗУСЦТ норма на нестабильность нулевой частоты ЧД разделена на пять слагаемых: начальная установка (≤ ±5 кГц), нестабильность, вызванная изменением амплитуды входного сигнала на −10 дБ (≤ ±6 кГц), нестабильность от воздействия температуры до 55°С (≤ ±10 кГц), после воздействия температуры −40°С (≤ ±8 кГц) и после воздействия влажности (93±3)% (≤ ±15 кГц).

При ужесточении этих допусков ограничением являются возможности существующей измерительной аппаратуры, поскольку контроль нестабильности нулевой частоты ЧД связан с измерениями весьма малых приращений постоянного напряжения. Например, при номинальном размахе цветоразностного сигнала 1 В уход нулевой частоты на 5 кГц соответствует смещению сигнала на 8,9 мВ. Между тем нарушение баланса белого визуально заметно уже при расстройках, превышающих ±8 кГц [2.35]. Поэтому обеспечение стабильности баланса белого — одна из наиболее сложных задач, стоящих перед разработчиками канала цветности СЕКАМ.

Размах выходного сигнала. В первых моделях цветных телевизоров, где применялись однокаскадные ламповые усилители цветоразностных сигналов с относительно низким коэффициентом передачи, от ЧД необходимо было получать возможно бóльшие размахи демодулированных сигналов — около 5...10 В. Чтобы обеспечить такие сигналы, приходилось ухудшать другие параметры, в первую очередь уменьшать полосу пропускания. В декодерах на транзисторах и микросхемах коэффициент передачи усилителей ничем не ограничен. Поэтому размах демодулированного сигнала может быть существенно уменьшен. Типовое значение для большинства микросхем 0,5...1,5 В. Вместо размаха выходного сигнала может нормироваться крутизна АЧХ ЧД. Она составляет для разных типов ЧД 2...5 В/МГц.

Схемные решения частотных детекторов. Существует несколько методов демодуляции ЧМ сигнала. В основе их лежат следующие принципы:

преобразование ЧМ в АМ с последующим детектированием;

преобразование ЧМ в частотно-импульсную или широтно-импульсную. Полезный сигнал выделяется с помощью ФНЧ;

использование в качестве ЧД системы ФАПЧ;

дискретизация цветовой поднесущей, запоминание нескольких последующих отсчетов и вычисление по этим отсчетам мгно-

венной частоты поднесущей. Этот метод используется в цифровых ЧД.

Простейший ЧД первой группы, преобразующий ЧМ в АМ с последующим детектированием, — это резонансный каскад, настроенный так, что частота немодулированной поднесущей соответствует середине одного из боковых склонов его АЧХ. На выходе резонансного каскада ЧМ колебание приобретает амплитудную модуляцию. С помощью амплитудного детектора и ФНЧ выделяют демодулированный сигнал. Такой ЧД имеет узкую полосу пропускания и значительную нелинейность. Поэтому в каналах цветности он используется только для выделения сигналов цветовой синхронизации.

Для расширения полосы пропускания и уменьшения нелинейных искажений ЧД выполняют двухтактными. В первых моделях цветных телевизоров применялся ЧД, схема которого приведена на рис.2.44. Катушки *L1* и *L2* образуют систему связанных контуров, что расширяет полосу пропускания дискриминатора. Катушка *L1* и обмотка связи *L3* намотаны бифилярно на общей гильзе, надетой поверх *L2*. Сильная индуктивная связь между *L1* и *L3* обеспечивает на резонансной частоте сдвиг напряжения в *L3* на 90° по отношению к напряжению на *L1*. Сигналы на обмотках *L1* и *L2* синфазны. Сердечник в контуре регулирует нулевую частоту, перемещение секции с обмотками *L1, L3* изменяет полосу пропускания, триммер *C2* позволяет в некоторых пределах подстраивать линейность АЧХ.

Амплитудно-частотная характеристика рассмотренного дискриминатора недостаточно симметрична. Причина этого — несимметрия схемы, вызванная заземлением катода диода *VD2*. В результате паразитные емкости, воздействующие на положительную и отрицательную полуволны сигнала, оказываются различными. Несколько лучшую симметрию АЧХ имеет дискриминатор, схема которого приведена на рис.2.45. Это обусловлено тем, что в нем заземлена средняя точка *в* диодов, а нагрузка подключена к средней точке *д* двух одинаковых резисторов *R4* и *R5*. Фаза выходного сигнала может быть инвертирована, если переключить полярность подсоединения диодов. Как и в схеме

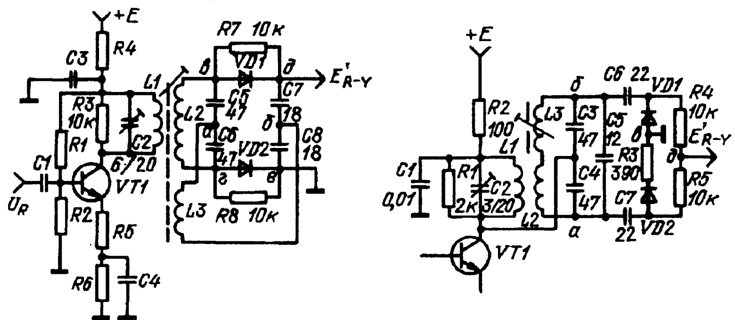


Рис.2.44. Частотный детектор по схеме фазового дискриминатора

Рис.2.45. Частотный детектор без обмотки связи

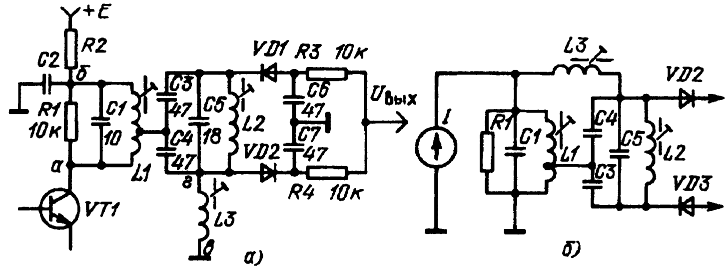


Рис.2.46. Частотный детектор с тремя независимо настраиваемыми контурами:

а — электрическая схема; б — преобразованная электрическая схема

на рис.2.42, нулевая частота регулируется сердечником, а линейность — триммером *C2*.

Еще один вариант схемы ЧД первого типа приведен на рис.2.46,*а*. Особенность дискриминатора — отсутствие индуктивной связи между катушками *L1* и *L2*. В качестве элемента связи, обеспечивающего получение напряжения на *L2*, ортогонального по отношению к напряжению на *L1*, используется обмотка связи *L3*. То, что *L3* — именно индуктивность связи, становится очевидным, если перенести точку заземления по переменному току из *б* в *а*, как это показано на рис.2.46,*б*. Вместо индуктивности для связи может быть использована и емкость, но тогда потребуется дроссель, замыкающий цепь постоянной составляющей тока через диоды. Кроме того, применение для связи индуктивности позволяет регулировать полосу пропускания дискриминатора сердечником в *L3*. Вращением сердечника в *L2* перестраивают нулевую частоту, а сердечник в *L1* регулирует линейность. Все три индуктивности могут быть намотаны на отдельных каркасах. Это повышает температурную стабильность контура *L2*, т.е. стабильность нулевой частоты дискриминатора. Трехконтурный дискриминатор имеет относительно высокую крутизну характеристики (до 16 В/МГц при полосе ±0,7 МГц). Он использовался в декодере БЦ-2 телевизора УЛПЦТ-59/61.

Принцип действия ЧД, преобразующего ЧМ в частотно-импульсную или широтно-импульсную модуляцию, поясняет рис.2.47. Ограниченный по амплитуде ЧМ сигнал подводится к двум входам каскада совпадения И — к одному непосредственно, а ко второму через элемент задержки. Это может быть цепь из последовательно включенных логических ячеек, линия задержки или контур. Так как задержанный сигнал сдвинут относительно прямого на время τ, на выходе каскада совпадения выделяются импульсы, длительность которых равна $1/2f_{пн} - \tau$,

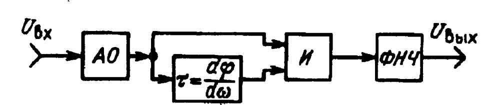


Рис.2.47. Функциональная схема частотного детектора второй группы

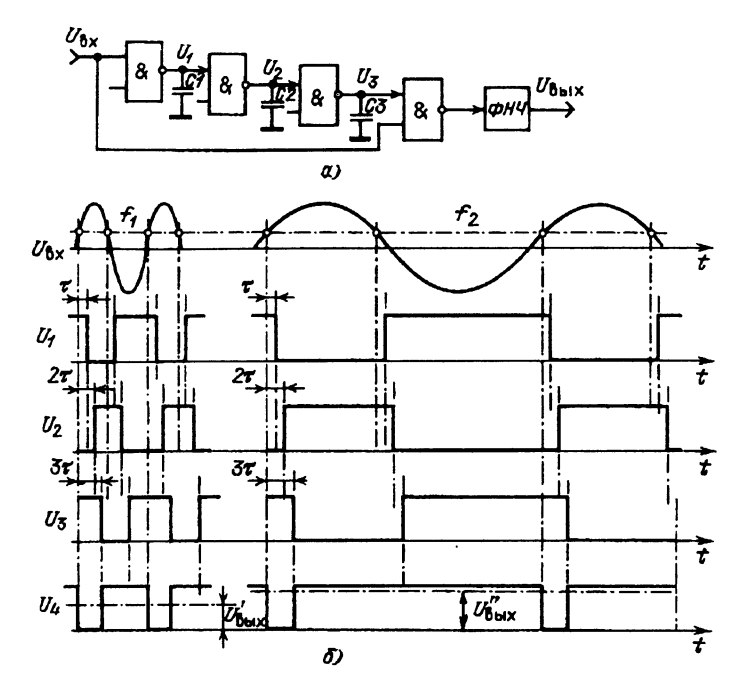


Рис.2.48. Частотный детектор счетного типа:
а — функциональная схема; б — эпюры сигналов

где $f_{пн}$ — частота цветовой поднесущей. Чем выше $f_{пн}$, тем большей получается скважность выходного сигнала. Частотная модуляция преобразуется в широтно-импульсную. Фильтр нижних частот выделяет постоянную составляющую импульсов, которая оказывается пропорциональной модулирующему сигналу.

Частотные детекторы, выполненные на ТТЛ-микросхемах, получили название счетных. Схема простейшего детектора такого типа дана на рис.2.48,*а* [2.36]. Детектор выполнен на четырех ячейках И—НЕ (например, на микросхеме К155ЛА3). Частотно-модулированная поднесущая подается на первый вход четвертой ячейки непосредственно, а на второй — через три такие же ячейки, соединенные последовательно. В результате на второй вход четвертой ячейки поступает инвертированный входной сигнал (U_3 на рис.2.48,*б*), задержанный на время 3τ, где τ — время задержки одной ячейки. На выходе четвертой ячейки получаются отрицательные импульсы (U_4 на рис.2.48,*б*) длительностью 3τ, скважность которых зависит от частоты входного сигнала. Фильтр нижних частот выделяет постоянную составляющую, которая и является демодулированным сигналом. Амплитудно-частотная характеристика этого дискриминатора линейна в полосе от низких частот до частоты $f_{max} = 1/6\tau$, полупериод которой равен задержке, создаваемой первой — третьей ячей-

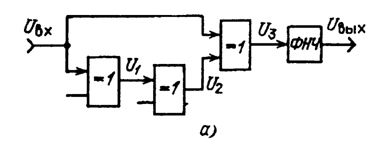


Рис.2.49. Частотный детектор счетного типа на микросхемах Исключающее ИЛИ:
а — функциональная схема;
б — эпюры сигналов

ками. Крутизна характеристики счетного дискриминатора пропорциональна задержке: $S = 3\tau E \cdot 10^6$ В/МГц, где E — напряжение источника питания. Таким образом, с увеличением τ повышается чувствительность, но сокращается полоса пропускания. Микросхема К155ЛА3 создает задержку $\tau \approx 30$ нс на ячейку. При этом $f_{max} = 10^9/6 \cdot 30 = 5{,}5$ МГц, а $S = 3 \cdot 30 \cdot 10^{-9} \cdot 5 \cdot 10^6 = 0{,}45$ В/МГц. Чтобы увеличить крутизну АЧХ, в дискриминатор включают дополнительные конденсаторы *С1—С3*, увеличивающие задержку.

Частотный детектор можно выполнить также на логических ячейках Исключающее ИЛИ, как это показано на рис.2.49. Свойства таких ячеек описываются матрицей (табл.2.3), которая соответствует сложению по модулю 2.

Таблица 2.3

$U_{вх1}$	$U_{вх2}$	$U_{вых}$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

На выходе третьей ячейки, как это видно на рис.2.49,*б*, выделяется по два положительных импульса на каждый период входного сигнала, что увеличивает крутизну АЧХ. В качестве первой и второй ячеек могут использоваться любые логические схемы, инвертирующие сигнал (И—НЕ, ИЛИ—НЕ, Исключающее ИЛИ).

Вместо последовательно включенных логических ячеек в счетном дискриминаторе может использоваться линия задержки. Если на линию подавать синусоидальный сигнал, а задержанный сигнал складывать с прямым в сумматоре, АЧХ дискриминатора будет гребенчатой формы, наподобие АЧХ блока задержки системы ПАЛ. Выбрав время задержки таким, чтобы нулевая частота соответствовала середине склона одной из косинусоидальных ветвей АЧХ, можно демодулировать цветовую поднесущую, но линейность выходного сигнала будет невысокой.

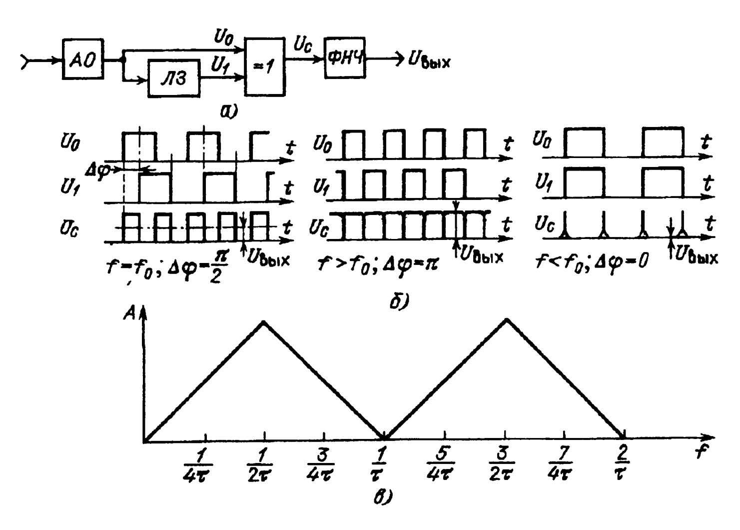


Рис.2.50. Частотный детектор с линией задержки:
а — функциональная схема; б — эпюры сигналов; в — АЧХ

Лучшие результаты получаются, если сигнал ограничить по амплитуде, а в качестве каскада совпадения применить ячейку Исключающее ИЛИ (рис.2.50,*а*). Сигнал на выходе ячейки представляет собой импульсы, ширина которых определяется их частотой. На частотах $f = k/\tau$ ширина импульсов равна периоду сигнала. Амплитудно-частотная характеристика дискриминатора имеет вид линейно-ломаной линии (рис.2.50,*в*). Постоянная составляющая на выходе ФНЧ меняется от нуля до напряжения источника питания. Нулевую частоту выбирают на середине одного из линейных участков АЧХ:

$$f_0 = (2k + 1) / 4\tau \,. \qquad (2.32)$$

Предельная полоса пропускания

$$\Delta F = \pm 1 / 4\tau \,. \qquad (2.33)$$

Пусть $k = 2$. Тогда для дискриминатора $B{-}Y$

$$\tau = 5 \cdot 10^{-6} / (4 \cdot 4{,}25) = 0{,}294 \text{ мкс};$$

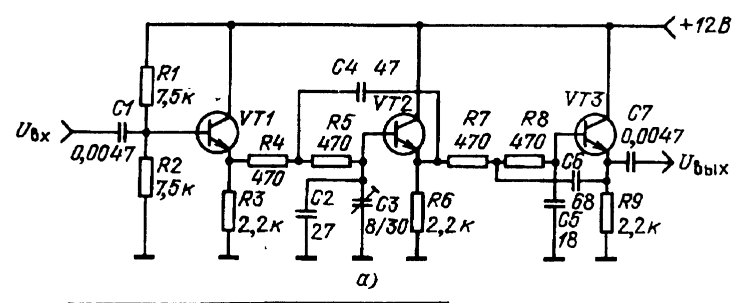
$$\Delta F = \pm 10^6 / (4 \cdot 0{,}294) = \pm 0{,}85 \text{ МГц}.$$

Оценим требуемую точность задержки

$$\Delta f = (2k + 1) / 4\tau - (2k + 1) / 4[(\tau + \Delta\tau)] = f_0 / (1 + \tau / \Delta\tau) \,.$$

Отсюда

$$\Delta\tau \le \tau / (f_0 / \Delta f - 1) \approx \tau \Delta f / f_0 \,. \qquad (2.34)$$



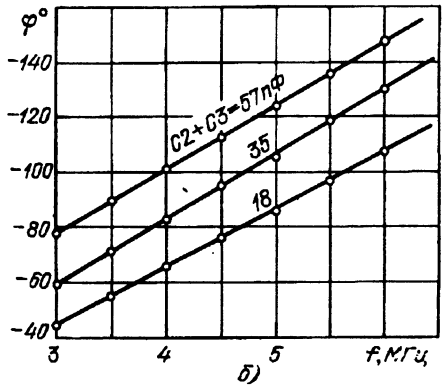


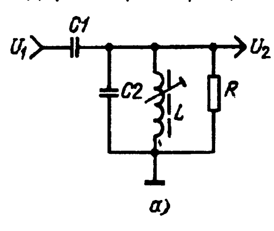
Рис.2.51. Устройство задержки в виде активного фильтра:

а — электрическая схема;

б — ФЧХ для разных C2+C3

Чтобы обеспечить $\Delta f \leq \pm 5$ кГц, погрешность задержки должна составлять $\Delta\tau \leq \pm 0{,}07$ нс, или $\leq 0{,}02\%$. Гарантировать такую точность задержки для серийных изделий без подстройки чрезвычайно сложно. Устройство задержки с подстройкой может быть выполнено в виде активного фильтра. Схема такого фильтра, использованного в профессиональном декодере СЕКАМ фирмы “Хирадаштехника” (Венгрия), приведена на рис.2.51,*а*. Фильтр имеет линейную ФЧХ (рис.2.51,*б*). Фазовый сдвиг увеличивается с ростом частоты. С помощью триммера *C3* нулевая частота может подстраиваться.

Вместо линии задержки в дискриминаторе может также использоваться колебательный контур. Цепь задержки (рис.2.52,*а*) содержит фазовращающий конденсатор *C1* и контур *LC2*. Ре-



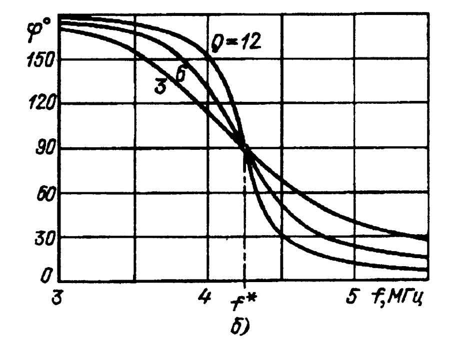


Рис.2.53. Устройство задержки с LC-контуром:

а — электрическая схема;

б — ФЧХ, рассчитанная по формуле (2.35)

зистор R обеспечивает требуемую добротность. Фазочастотная характеристика цепи задержки описывается формулой

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\frac{1}{\omega C_1 R\left(1+\frac{C_2}{C_1}-\frac{\omega_0^2}{\omega^2}\frac{C_2}{C_1}\right)} = \operatorname{arctg}\frac{1}{Q\left(\frac{1+A}{A}\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)},$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_2}$; $A = C_2/C_1$; $Q = \omega_0 C_2 R$.

Введя параметр $\omega^* = \omega_0\sqrt{A/(1+A)}$, соответствующий частоте, на которой фазовый сдвиг $\varphi = 90°$, получаем

$$\varphi(\nu) = \operatorname{arctg} = \frac{1}{Q\sqrt{\frac{1+A}{A}}\nu^*}, \qquad (2.35)$$

где $\nu^* = \omega/\omega^* - \omega^*/\omega$ — обобщенная расстройка относительно частоты ω^*.

На рис.2.52,*б* приведены ФЧХ рассмотренной резонансной системы для $A = 2$ и $Q = 3{,}5$ и 12. Форма характеристик близка к синусоидальной. Фазовый сдвиг уменьшается с ростом частоты. Линейность АЧХ получается хуже, чем при использовании линии задержки. Однако дешевизна и простота настройки контура, а также возможность обеспечить требуемую температурную стабильность подбором ТКЕ контурного конденсатора обусловили широкое применение такой цепи в ЧД цветных телевизоров.

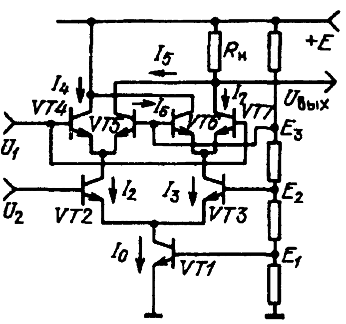


Рис.2.53. Электрическая схема аналогового перемножителя

В качестве каскада совпадения обычно используют аналоговый перемножитель, схема которого дана на рис.2.53. Работа перемножителя описывается табл.2.4.

Таблица 2.4

$U_{вх1}$	$U_{вх2}$	$U_{вых}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Как и логическая схема Исключающее ИЛИ, перемножитель формирует на выходе два импульса на каждый период входного сигнала. При сдвиге фаз входных сигналов на 90° длительность выходных импульсов равна половине периода сигнала. Это соответствует нулевой частоте, когда после интегрирования выходное напряжение $U_{вых} = E - I_0R_н/2$. При фазовом сдвиге 0° $U_{вых} = E$, а при $\Delta\varphi = 180°$ $U_{вых} = E - I_0R_н$. Когда сигнал отсутствует, выходное напряжение перемножителя поддерживается на уровне $E - I_0R_н/2$, т.е. совпадает с нулевым уровнем. В этом заключается существенное преимущество перемножителя по сравнению с каскадом совпадения на логической ячейке (И — НЕ, или Исключающее ИЛИ). Логические схемы при отсутствии сигналов на обоих входах дают на выходе либо напряжение низкого уровня (лог.0), либо напряжение высокого уровня (лог.1). В результате на участках строчного гашения, где отсутствует поднесущая, в выходном сигнале формируются положительные или отрицательные импульсы, превышающие амплитуду полезного сигнала. Чтобы устранить эти импульсы и сформировать площадки фиксации, требуются дополнительные устройства, усложняющие канал цветности. Поэтому ЧД на микросхемах ТТЛ используются только в декодерах для профессиональной аппаратуры.

Кратко остановимся еще на одной разновидности ЧД второй группы. Это ЧД с использованием гираторов. Напомним, что гиратор — это электронное устройство, которое обращает сопротивление, подключенное к его выходу. Например, если к выходу гиратора присоединен конденсатор емкостью C, то полное входное сопротивление гиратора оказывается равным $z_{вх} = aj\,\omega C$, т.е. эквивалентно индуктивности $L_{вх} = aC$. Поэтому, используя гираторы, можно построить электрический фильтр или линию задержки, не содержащие индуктивностей. Основу гираторов составляют операционные усилители с цепями обратной связи.

В качестве ЧД можно использовать систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Имеется значительное число ра-

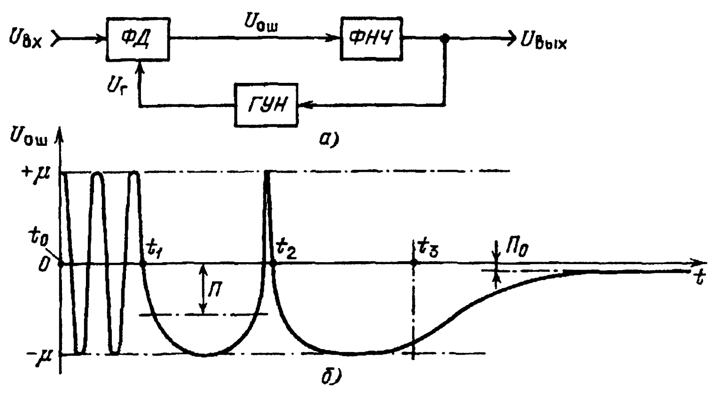


Рис.2.54. Частотный детектор в виде системы ФАПЧ:

а — функциональная схема; б — форма сигнала на выходе ФД

бот, посвященных теории и расчету таких систем, например [2.37, 2.38 и др.]. Структурная схема ЧД в виде системы ФАПЧ приведена на рис.2.54,*а*. Он содержит фазовый детектор ФД, ФНЧ и генератор, управляемый напряжением, ГУН. Пусть в момент включения ФАПЧ частота сигнала f_c ниже частоты ГУН $f_г$. Тогда на выходе ФД появится сигнал ошибки в виде биений $U_{ош} = \mu \sin (2\pi \Delta f\, t)$ с частотой $\Delta f = f_г - f_с$. Если петля автоподстройки разомкнута, биения имеют синусоидальную форму (участок t_0–t_1 на рис.2.54,*б*). Амплитуда синусоиды μ соответствует максимально возможному размаху сигнала на выходе ФД. После замыкания петли автоподстройки в момент t_1 сигнал от ФД будет воздействовать на частоту ГУН. Знак этого воздействия получается различным для положительных и отрицательных полуволн сигнала биений, например отрицательные полуволны будут уменьшать разностную частоту биений, а положительные — увеличивать ее. Напряжение на выходе ФД примет форму, показанную на участке t_1 — t_2 рис.2.54,*б*.

Постоянная составляющая сигнала биений *П* вызовет дальнейшую перестройку ГУН в сторону уменьшения Δf. Если при включении ФАПЧ $f_с > f_г$, сигнал биений изменит полярность и его положительные полуволны будут иметь бо́льшую длительность, чем отрицательные. И опять приращение постоянной составляющей будет вызывать уменьшение расстройки до тех пор, пока частота ГУН не станет равной частоте сигнала, т.е. ФАПЧ перейдет в синхронный режим работы. При этом сигнал на выходе ФД становится апериодическим (участок правее t_3 на рис.2.54,*б*). Затем происходит перестройка фазы ГУН, направленная в сторону уменьшения разности фаз $\Delta\varphi = \varphi_г - \varphi_с$. Стационарное состояние системы наступит при некоторой остаточной разности фаз $\Delta\varphi_0$, которая называется статической фазовой ошибкой и определяется разностью начальных частот сигнала и ГУН.

В установившемся режиме напряжение на выходе ФД будет равно $П_0$. При медленном изменении частоты сигнала $f_с$ ГУН отслеживает это изменение, и $\Delta\varphi$ растет до тех пор, пока не произойдет срыв синхронизма, вызванный ограниченным диапазоном перестройки ГУН. Полоса частот, в пределах которой поддерживается синхронный режим, называется полосой удержания. Если входной сигнал частотно-модулированный, ФАПЧ отслеживает мгновенное изменение его частоты, а напряжение на входе ГУН повторяет форму модулирующего сигнала на передающей стороне. Поэтому вход управления ГУН является выходом детектора ФАПЧ. Вместе с сигналом в ФАПЧ проникают помехи. Для уменьшения влияния флуктуационных помех и подавления нежелательных компонент сигнала ошибки служит ФНЧ. Уменьшение полосы пропускания этого фильтра ослабляет действие помех, но вместе с тем ограничивает диапазон начальных расстроек ГУН, в котором система входит в синхронизм (полосу захвата ФАПЧ).

Классифицируются ФАПЧ по форме АЧХ системы (включая фильтр) с разомкнутой петлей обратной связи. Порядок ФАПЧ

определяется числом полюсов передаточной функции, а тип — числом полюсов в начале координат. Параметры фильтра выбирают из условий компромисса между полосой захвата и помехозащищенностью системы. На полосу удержания фильтр не оказывает влияния, так как в синхронном режиме сигнал ошибки на выходе ФД апериодичен (присутствует только постоянная составляющая). Фазовый детектор обычно выполняется в виде аналогового перемножителя. Чтобы на нулевой частоте сигнал на выходе ФД был равен нулю, входной сигнал и сигнал от ГУН должны быть ортогональны.

Пусть ФАПЧ находится в синхронном режиме. Тогда сигналы на входах ФД отличаются только по фазе:

$$u_с = U_с \cos(\omega t + \varphi_с)\ ;\quad u_г = U_г \sin(\omega t + \varphi_г)\ . \qquad (2.36)$$

Сигнал на выходе перемножителя

$$u_{ош} = u_с u_г = U_с U_г [\sin\omega t \cos\omega t (\sin\varphi_с \sin\varphi_г - \cos\varphi_с \cos\varphi_г) +$$
$$+ \sin^2\omega t \sin\varphi_с \cos\varphi_г - \cos^2\omega t \cos\varphi_с \sin\varphi_г]\ .$$

После преобразования получим

$$u_{ош} = \frac{U_с U_г}{2}[\sin 2\omega t \cos(\varphi_с + \varphi_г) +$$
$$+ \cos 2\omega t \sin(\varphi_с + \varphi_г) - \sin(\varphi_с - \varphi_г)]. \qquad (2.37)$$

Составляющие выходного сигнала с удвоенной частотой задерживаются ФНЧ. Член sin $(\varphi_с - \varphi_г)$ является полезной информацией. Значит, зависимость выходного напряжения ФД от разности фаз сигналов имеет синусоидальную форму с максимумами при разности фаз $\pm\pi/2$. Амплитудно-частотная характеристика ЧД ФАПЧ повторяет форму характеристики ФД. Расстояние между максимумами АЧХ может быть найдено по формуле $2\Delta f = (\Delta\varphi/\pi)\, f_0$. При f_0 = 4,25 МГц и $\Delta\varphi = \pi/2$, $2\Delta f$ = 2,12 МГц, что достаточно для ЧД в приемнике СЕКАМ. Для линеаризации АЧХ детектора сигнал цветовой поднесущей ограничивают по амплитуде, преобразуя в импульсы, близкие по форме к прямоугольной.

Генератор, управляемый напряжением в ЧД ФАПЧ, выполняют в виде мультивибратора, который обеспечивает наибольший диапазон перестройки. В сигнале СЕКАМ относительно велик индекс модуляции. При передаче цветовых переходов ширина спектра расширяется до ±1,5 МГц. При быстрых скачках частоты фронт модулированного сигнала затягивается из-за инерционности петли авторегулирования ФАПЧ. Чтобы искажения на переходах не были заметны, полосу пропускания ФНЧ приходится расширять, что ухудшает помехозащищенность ФАПЧ.

Следующая особенность сигнала СЕКАМ — отсутствие поднесущей на участках, где передаются строчные синхроимпульсы. В эти интервалы времени ФАПЧ выходит из синхронизма, а с появлением опорного пакета поднесущей вновь входит в синхронизм. Систему ФАПЧ, работающую в таком режиме, называют радиоимпульсной. При ее разработке стремятся уменьшить время вхождения в синхронизм, чтобы оно не распространялось на активный интервал строки.

Стандартным способом, обеспечивающим сокращение переходного процесса, является введение в состав ФАПЧ запоминающего устройства, которое поддерживает в период гашения по строкам напряжение на входе управления ГУН, соответствующее частоте немодулированной поднесущей. Такое решение содержится, например, в патенте [2.39]. На рис.2.55 приведена принципиальная схема ЧД ФАПЧ, выполненная в соответствии с этим патентом. Генератор состоит из релаксационного генератора на транзисторах *VT1* и *VT2*, генератора тока *VT3, VT4* и конденсатора *C3*, время перезарядки которого, определяющее период колебаний, зависит как от его емкости, так и от токов, задаваемых транзисторами *VT3* и *VT4*. Выходной сигнал ГУН в виде токов I_1 и I_2 поступает на ФД, выполненный в виде аналогового перемножителя на транзисторах *VT7—VT10*. На второй вход ФД через конденсатор *C1* подан входной ЧМ сигнал. Сигнал ошибки выделяется в виде разности напряжений на резисторах *R4* и *R5*. Через стабилитроны *VD1* и *VD2*, выполняющие функции элементов связи, эта разность напряжений подается на вход дифференциального усилителя, образованного, с одной стороны, транзисторами *VT3* и *VT4*, а с другой — транзистором *VT5*. Фильтр нижних частот, определяющий режим

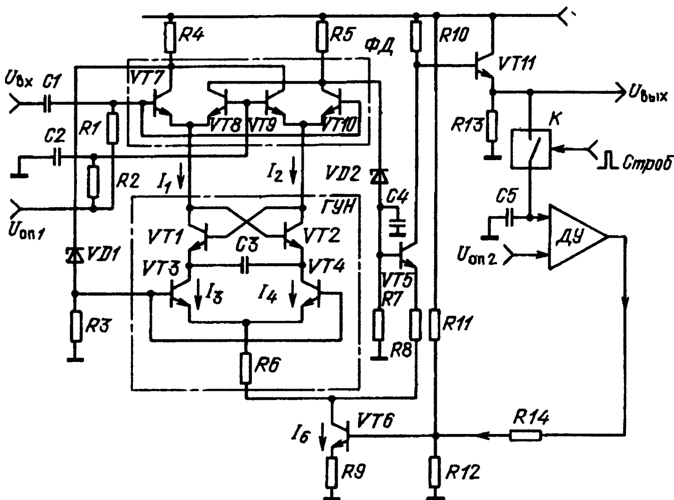


Рис.2.55. Электрическая схема частотного детектора в виде ФАПЧ

вхождения системы в синхронизм, состоит из резисторов *R3*—*R5* и *R7*, а также конденсаторов *C2* и *C4*.

Сигнал ошибки меняет токи через *VT3* и *VT4* так, что фаза ГУН приближается к фазе сигнала. При демодуляции ЧМ сигнала динамический сигнал ошибки, соответствующий модулирующему сигналу, выделяется на резисторе *R10* и через эмиттерный повторитель *VT11* поступает на выход устройства. Чтобы обеспечить в интервалах гашения поднесущей постоянный уровень выходного сигнала, соответствующий частоте немодулированной поднесущей, применена дополнительная цепь обратной связи, содержащая ключ *K*, конденсатор *C5* и дифференциальный усилитель ДУ. Ключ *K* замыкается стробирующим импульсом, и конденсатор *C5* заряжается до напряжения, соответствующего демодулированным защитным пакетам поднесущей на обратном ходу по строкам. Это напряжение сравнивается в ДУ с опорным уровнем $U_{оп2}$. Сигнал ошибки управляет генератором тока на транзисторе *VT6*. Ток этого генератора питает усилитель *VT3*, *VT4*—*VT5* и поэтому влияет на частоту ГУН. Переходный процесс заканчивается, когда выходное напряжение ЧД на обратном ходу станет равным $U_{оп2}$. Тем самым обеспечивается неискаженное воспроизведение участков сигнала, соответствующих защитным пакетам поднесущей, что необходимо для стабильного поддержания цветового баланса.

Частотные детекторы ФАПЧ применены в микросхемах декодера СЕКАМ TDA3520, К174ХА16 и TEA5640.

Недостатки таких ЧД — перекрестные искажения, вызванные излучениями ГУН, а также сложность электрической схемы, что увеличивает площадь кристалла.

Четвертую группу частотных детекторов составляют устройства, обеспечивающие демодуляцию цифрового ЧМ сигнала.

Если частота цветовой поднесущей получает приращение Δf, то выражение для аналогового ЧМ сигнала принимает вид

$$u(t) = A_0 \sin[2\pi \int_0^t (f_0 + \Delta f)dt] = A_0 \sin[2\pi (f_0 + \Delta f)t].$$

После того как ЧМ сигнал, например цветовая поднесущая СЕКАМ, проходит АЦП, он превращается в последовательность двоичных слов, соответствующих выборкам аналогового сигна-

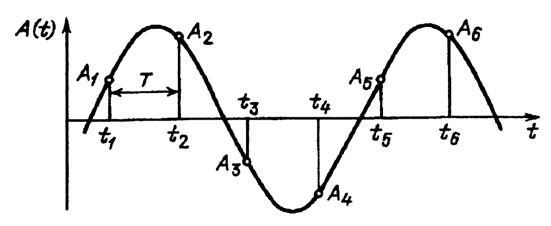


Рис.2.56. Дискретизация аналогового сигнала

ла A_1, A_2, A_3 и т.д. (рис.2.56), отстоящим на интервалы времени, равные периоду тактовой частоты $T = 1/f_т$. Тогда:

$$A_1 = A_0 \sin[2\pi(f_0 + \Delta f)t_1; \quad A_2 = A_0 \sin[2\pi(f_0 + \Delta f)(t_1 + T)] ;$$

$$A_3 = A_0 \sin[2\pi(f_0 + \Delta f)(t_1 + 2T)] \text{ и т.д.}$$

Демодуляция цифрового сигнала цветности преобразует его в цифровой цветоразностный сигнал.

Цифровой ЧД должен иметь малую систематическую ошибку вычисления девиации; нелинейность демодуляционной характеристики не должна превышать принятых для приемника СЕКАМ норм; ЧД должен иметь достаточное быстродействие, чтобы не вносить дополнительных искажений в переходную характеристику цветоразностного сигнала. Общая сквозная задержка сигнала может составлять несколько микросекунд. Выходной сигнал не должен зависеть от амплитуды входного. Важным требованием является работоспособность ЧД при стандартной тактовой частоте 13,5 МГц.

Существует значительное число алгоритмов демодуляции дискретного ЧМ сигнала. Рассмотрим основные из них.

Один из наиболее простых цифровых ЧД предложен в [2.40]. Для вычисления значений мгновенной частоты в нем используются три последовательные выборки ЧМ сигнала, например A_1, A_2 и A_3 (рис.2.56). Эти выборки при отсутствии модуляции:

$$A_1 = A_0 \sin\omega t_1; \; A_2 = A_0 \sin\omega(t_1 + T); \; A_3 = A_0 \sin\omega(t_1 + 2T) .$$

Уравнения решают совместно, исключая A_0 и t_1. После преобразований

$$\omega = \frac{1}{T}\arccos\frac{A_1 + A_3}{2A_2} . \qquad (2.38)$$

Функциональная схема ЧД, работающего в соответствии с алгоритмом (2.38), приведена на рис.2.57. Сигналы A_2 и A_3 формируются с помощью двух регистров, обеспечивающих задержку $\tau = T = 1/f_т$. На выходе сумматора выделяется сигнал $A_1 + A_3$. Умножение на два осуществляется сдвигом сигнала A_2 на один разряд. Быстродействующий делитель ДЕЛ дает на выходе значения аргумента формулы (2.38). Функция arccos X вычисляется с помощью ПЗУ, на адресные входы которого подан двоичный сигнал, соответствующий аргументу. При этом из ячейки ПЗУ с

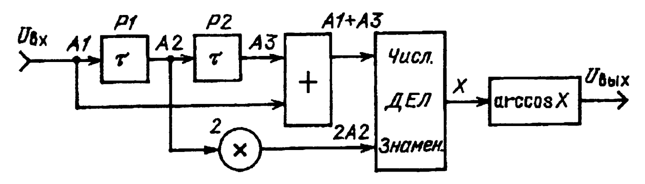


Рис.2.57. Функциональная схема цифрового частотного детектора с вычислителем arccos X

адресом, равным значению аргумента, считывается заложенное туда значение функции. Амплитудно-частотная характеристика такого ЧД имеет пилообразную форму, как на рис.2.50. Для работы используется участок АЧХ, ограниченный значениями частоты $0 < f < 1/2\tau$. Конструкция ЧД существенно упрощается, если не вычислять функцию arccos X. Тогда алгоритм работы устройства принимает вид

$$\cos\omega t = (A_1 + A_3)\,/\,2A_2\,. \tag{2.39}$$

В результате такого упрощения форма АЧХ становится косинусоидальной. Если тактовую частоту выбрать равной $f_т = 4f_0$, где f_0 — центральная частота демодуляционной характеристики, то нелинейные искажения укладываются в нормы, принятые для аналоговых ЧД. Примененная в рассмотренном ЧД операция деления на выборку A_2 уменьшает зависимость выходного сигнала от амплитуды поднесущей, т.е. в определенной степени заменяет амплитудный ограничитель аналогового канала цветности. Вместе с тем использование операции деления является и недостатком устройства, поскольку аппаратурная реализация ее достаточно сложна. Кроме того, A_2 может принимать нулевые значения, что ведет к сбоям в работе ЧД.

Если тактовая частота $f_т \neq 4f_0$, то в выходном сигнале появляется постоянная составляющая и увеличивается нелинейность демодуляционной характеристики.

Ряд алгоритмов цифровой демодуляции ЧМ сигнала основан на том, что предварительно вычисляется последовательность отсчетов *X(t)*, ортогональная входному сигналу *Y(t)*. Сигналы *Y(t)* и *X(t)* называются сопряженными по Гильберту.

Сигнал *X(t)* находится с помощью преобразования Гильберта

$$X(t) = -\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{Y(\tau)}{\tau - t}\,dt\,. \tag{2.40}$$

Если $Y(t) = A_0 \sin[2\pi(f_0 + \Delta f)t]$, то $X(t) = A_0 \cos[2\pi(f_0 + \Delta f)t]$. Для получения сопряженного по Гильберту дискретного сигнала *X(t)* обычно используется нерекурсивный фильтр. Такой фильтр, который называется фильтром Гильберта, содержит 2*n*

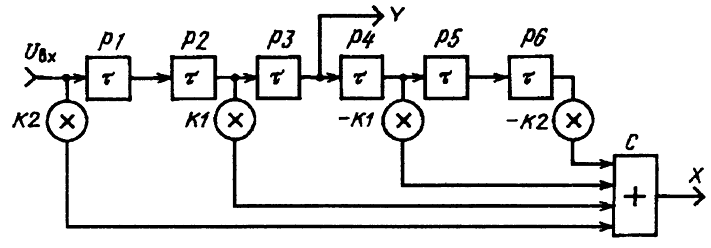


Рис.2.58. Функциональная схема фильтра Гильберта шестого порядка

звеньев задержки на такт, где n — нечетное число. Синусоидальная составляющая сигнала Y снимается после n звеньев задержки (рис.2.58). Косинусоидальная составляющая X формируется с помощью сумматора C, на входы которого через умножители на весовые коэффициенты $C_к$ поданы сигналы, задержанные на четное число тактов $t = 2iT$, где $i = 0,1,2,...,n$. Модули значений коэффициентов зеркально-симметричны относительно отвода Y, а знаки коэффициентов в правой и левой частях фильтра противоположны.

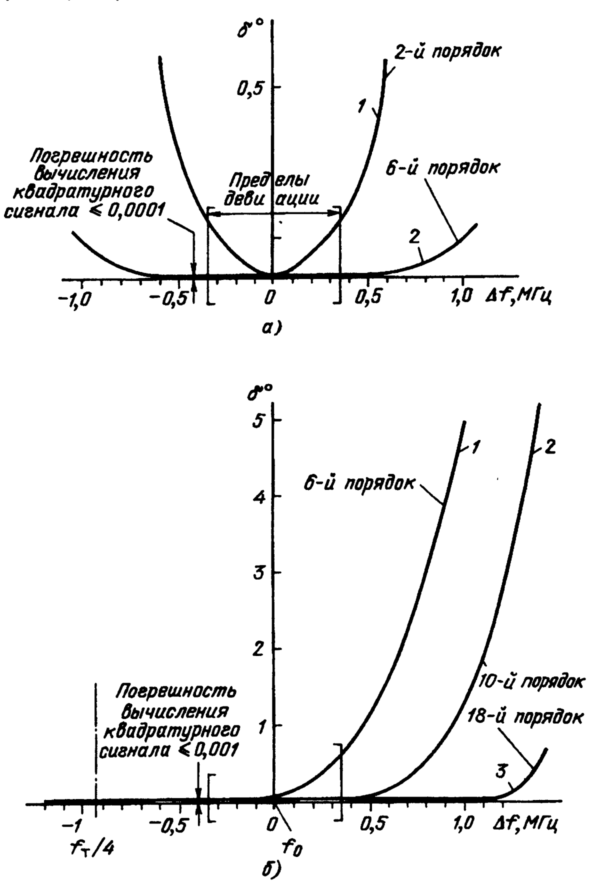


Рис.2.59. Фильтр Гильберта. Зависимость угловой ошибки от девиации:

а — $f_т = 4f_0 = 17{,}144$ МГц (кривые 1 — К1=0,5; кривая 2 — К1=0,564642 ≈ $2^{-1}+2^{-2}+2^{-9}$; К2=0,064692 ≈ $2^{-4} + 2^{-9}$; $f_в/f_н = 1{,}316$); б — $f_т = 13{,}5$ МГц (кривая 1 — К1=0,569121, К2=0,069621, $f_в/f_н = 1{,}633$; кривая 2 — К1=0,598261, К2=0,118207, К3=0,020445, $f_в/f_н = 2{,}444$; кривая 3 — К1=0,620765, К2=0,168466, К3=0,065477, К4=0,022638, К5=0,005363, $f_в/f_н = 4{,}358$)

Готовые таблицы значений коэффициентов дискретного фильтра Гильберта содержатся в [2.41]. Порядок фильтра (число звеньев задержки) получается тем большим, чем меньше должна быть погрешность вычисления и чем шире полоса частот, в которой обеспечивается квадратурность сигналов. Полоса задается отношением верхней частоты к нижней $f_в/f_н$.

Если $f_т$ = 17,144 МГц, то центральная частота сигнала f_0 совпадает с центральной частотой характеристики фильтра Гильберта, равной $f_т/4$. В результате порядок фильтра может быть уменьшен до двух. Фильтр содержит только два умножителя на коэффициенты $K1$ = 0,5 и $-K1$ = −0,5. При этом

$$X(t) = \frac{1}{2}[Y(t+T) - Y(t-T)] = A_0 \sin(2\pi f_0 T + 2\pi \Delta f_T)\cos[2\pi(f_0 + \Delta f)t].$$

Когда $T = 1/4f_0$ и $\Delta f = 0$, $X(t) = A_0 \cos[2\pi(f_0 + \Delta f)t]$. С ростом девиации погрешность квадратуры увеличивается, как это показано на рис.2.59,*а* (график *1*). Но и для максимального значения девиации $\Delta f = \pm 350$ кГц погрешность вычисления квадратуры не превышает $\delta \leq 0{,}15°$, что допустимо.

Задача усложняется, если тактовая частота не равна учетверенной центральной. Так, при $f_т$ = 13,5 МГц центральная частота сигнала f_0 оказывается значительно смещенной по отношению к центру характеристики фильтра Гильберта ($f_т/4$ на рис.2.59,*б*). Для девиации +350 кГц отношение $f_в/f_н$ фильтра Гильберта увеличивается до 4,636/2,114 = 2,192. Чтобы обеспечить при этом в диапазоне рабочих девиаций малую погрешность квадратуры, порядок фильтра Гильберта приходится увеличивать до 10 (график *2* на рис.2.59,*б*). Для упрощения формирования коэффициентов их можно округлить до степеней двух:

$$K1 = 2^{-1} + 2^{-3} - 2^{-6} - 2^{-7} = 0{,}6015625;$$
$$K2 = 2^{-3} - 2^{-9} = 0{,}123046875;$$
$$K3 = 2^{-6} + 2^{-7} = 0{,}0234375.$$

Погрешность квадратуры в полосе ±350 кГц при этом не превышает 0,075°.

Умножители на коэффициенты являются наиболее сложными звеньями фильтра Гильберта. Число умножителей сокращается при использовании функциональной схемы, приведенной на рис.2.60.

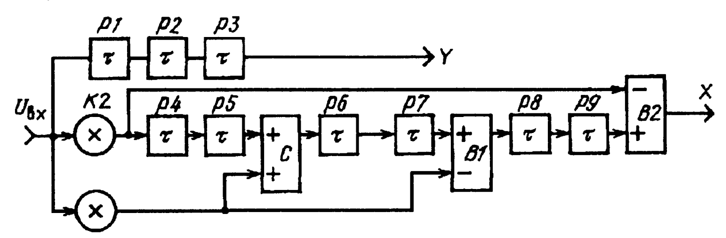


Рис.2.60. Функциональная схема фильтра Гильберта шестого порядка с уменьшенным количеством умножителей на коэффициенты

Сформировав сигнал $X(t)$, ортогональный входному сигналу $Y(t)$, можно найти мгновенную фазу ЧМ сигнала:

$$\alpha(t) = \text{arctg}\frac{Y(t)}{X(t)}.$$

Приращение фазы двух отсчетов дискретного ЧМ сигнала, отстоящих друг от друга на интервал времени nT, составляет

$$\alpha_0 + \Delta\alpha = \frac{2\pi n}{f_т}(f_0 + \Delta f).$$

Здесь α_0 — разность фаз сравниваемых отсчетов при $\Delta f = 0$. Отсюда

$$\Delta f = \frac{f_т}{2\pi n}[\Delta\alpha + (\alpha_0 - 2\pi n\frac{f_0}{f_т})].$$

Если $n = 4$ и $f_т = 4f_0$, то $\Delta f|_{\Delta\alpha = 0} = 0$, или $\alpha_0 = 2\pi$. Окончательно получаем

$$\Delta f = \frac{f_т}{2\pi n}[\Delta\alpha + 2\pi(1 - n\frac{f_0}{f_т})]. \quad (2.41)$$

Таким образом, вычисляя приращение мгновенной фазы ЧМ сигнала за определенный интервал времени, можно определить девиацию частоты.

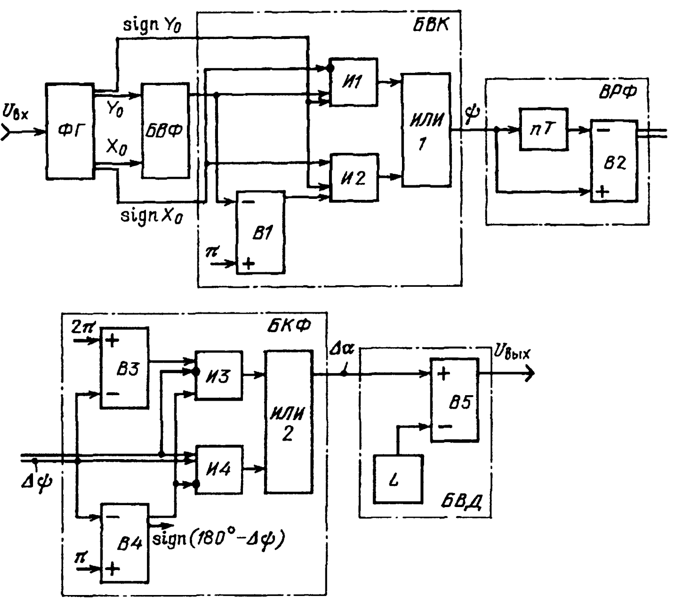


Рис.2.61. Цифровой частотный детектор с вычислителем мгновенной фазы

Аппаратурная реализация рассмотренного метода предложена в [2.42, 2.43]. С помощью фильтра Гильберта находится квадратурная составляющая сигнала *X(t)*. Быстродействующий делитель вычисляет аргумент *Y(t)/X(t)*. Значения arctg (*Y/X*) определяются с помощью ПЗУ.

Недостаток такого решения — сбои в делителе при *X(t)* = 0 — устранен в [2.44], где функция arctg *(Y/X)* вычисляется непосредственно с помощью итерационного алгоритма. Функциональная схема ЧД показана на рис.2.61. В его состав входит фильтр Гильберта ФГ, формирующий две ортогональные последовательности отсчетов Y_0 и X_0, блок БВФ вычисления фазы $\varphi(t) = \operatorname{arctg}(Y/X)$, блок восстановления квадранта БВК, вычислитель разности фаз ВРФ, блок коррекции фазы БКФ и вычислитель девиации ВД.

Построение блока вычисления фазы основано на итерационном алгоритме Волдера [2.45] и содержит три группы вычислителей, каждая из которых состоит из *N* последовательно соединенных итерационных ступеней; *i*-я ступень вычислителей определяет (*i*+1)-е значения отсчетов сигналов:

$$\begin{aligned} &\text{1-я группа: } Y_{i+1} = Y_i - \xi X_i 2^{-i}, \\ &\text{2-я группа: } X_{i+1} = X_i + \xi_i Y_i 2^{-i}, \qquad (2.42) \\ &\text{3-я группа: } \varphi_{i+1} = \varphi_i + \xi_i \operatorname{arctg} 2^{-i}, \end{aligned}$$

где $|\xi_i| = 1$; $\operatorname{sign} \xi_i = \operatorname{sign} Y_i$; $i = 0,1,2,\ldots$

Третья группа вычислителей определяет значение угла φ_{i+1}. Исходное значение угла (константа) составляет 45°.

На первой ступени итерации по текущим значениям Y_0 и X_0, поступающим от фильтра Гильберта, определяется значение ξ_1. На второй ступени находятся ξ_2 и уточненное значение угла φ_2, которое получается либо прибавлением, либо вычитанием (в зависимости от sign ξ_1) из 45° угла 45/2 = 22,5°. На выходе *N*-й ступени вычислителей получается мгновенное значение фазы цветовой поднесущей с точностью, которая определяется числом *N* ступеней итерации. Вычислитель не дает сбоев при $X_0 = 0$.

Полученное значение угла лежит в первом квадранте. Между тем истинное значение угла ψ может находиться в любом из четырех квадрантов. Блок БВК вычисления квадранта и предназначен для нахождения ψ. Алгоритм БВК соответствует табл.2.5.

Таблица 2.5

Квадрант	*sign X*	*sign Y*	ψ
I	+	+	φ
II	+	−	180°−φ
III	−	−	−(180°−φ)
IV	−	+	−φ

На выходе БВК получается истинное мгновенное значение фазового угла ψ в интервале ±180°.

В вычислителе разности фаз ВРФ определяется приращение $\Delta\psi$ мгновенной фазы за n тактов, например за период. Сигнал $\Delta\psi$ на выходе ВРФ заключен в интервале ±180°, т.е. охватывает все четыре квадранта. Пусть $n = 4\tau$. Если сравниваемые в ВРФ отсчеты лежат в пределах квадрантов I или IV, то, вычитая их, получаем истинную разность фаз. Например 70° − 20° = 50°; 15° − (−30°) = 45°. Однако, если сравниваемые отсчеты лежат в квадрантах II или III, на выходе В2 будет получаться не $\Delta\psi$, а 180° − $\Delta\psi$, что нарушает работу ЧД.

Например, если вычитаются углы −140° и +160°, то на выходе В2 получается $\Delta\psi$ = 300°, тогда как действительная разность фаз составляет +60°. Чтобы исключить эту погрешность, в состав ЧД введен блок коррекции фазы БКФ, который содержит звено ИЛИ2, сигналы на которое поступают через два каскада совпадения И3 и И4. На И4 подан сигнал $\Delta\psi$ с его знаковым разрядом sign $\Delta\psi$. На И3 поступает сигнал (360° − $\Delta\psi$), сформированный вычитателем В3. Управляются каскады совпадения знаковым разрядом с выхода В4. Когда $|\Delta\psi|$ < 180°, sign (180°−$\Delta\psi$) = 0. Открывается И4, и на выход БКФ проходит сигнал $\Delta\psi$ с его знаком: $\Delta\alpha = \Delta\psi$. Если $|\Delta\psi|$ > 180°, то sign |180° − $\Delta\psi$| = 1. Открывается И3. На выход БКФ проходит сигнал $\Delta\alpha$ = 360°−$\Delta\psi$ со знаком (−$\Delta\psi$). При этом искажения устраняются. Пусть $\Delta\psi$ = 160° − (−140°) = 300° > 180°. Открывается И3 и на выход БКФ проходит сигнал $\Delta\alpha$ = 360° − $\Delta\psi$ = 360° − 300° = 60°, что соответствует истинному значению разности фаз.

Если $f_т = 4f_0$ = 17,144 МГц и n = 4, то в соответствии с (2.41)

$$\Delta f = 0{,}341\Delta\alpha.$$

Для стандартного значения тактовой частоты $f_т$ = 13,5 МГц и n = =4; $f_т/2\pi n$ = 0,537; $2\pi(1 - nf_0/f_т)$ = 0,5398 π; Δf = 0,537 ($\Delta\alpha$ − 1,6959).

В выходном сигнале появляется постоянная составляющая. Для ее компенсации служит блок вычисления девиации БВД, где из $\Delta\alpha$ вычитается константа $2\pi(1 - n\,f_0/f_т)$.

Рассмотренный ЧД имеет следующие преимущества:

его демодуляционная характеристика линейна в широком диапазоне девиации;

алгоритм ЧД не содержит операций умножения или деления сигнала на сигнал;

не возникает сбоев при $X_0 = 0$;

сигнал X_n на выходе последней итерационной ступени блока БВФ пропорционален амплитуде сигнала цветности и может использоваться для управления схемой АРУ цветности:

$$X_n = K\sqrt{X_0^2 + Y_0^2}\,.$$

ЧД работоспособен при $f_т \neq 4f_0$;

ЧД не чувствителен к амплитуде входного сигнала.

Чтобы погрешность вычисления девиации не превышала 5 кГц, БВФ должен содержать не менее восьми ступеней итерации. В прилож. 20 дана программа для расчета выходного ЧД сигнала в таком частотном детекторе.

Следующий тип цифрового ЧД основан на том, что девиация частоты может быть найдена дифференцированием по времени выражения для мгновенной фазы

$$\Delta f(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d}{dt}[\mathrm{arctg}\frac{Y}{X}] = \frac{Y'X - X'Y}{X^2 + Y^2}. \qquad (2.43)$$

В [2.46] предложен цифровой ЧД, использующий этот алгоритм.

Предварительно по текущим отсчетам Y входного ЧМ сигнала находят квадратурную составляющую X и производные по времени Y' и X'. Затем выполняют необходимые действия над полученными сигналами — возведение в квадрат, перемножение, вычитание, суммирование и деление. Преобразование Гильберта и выражения для производных вычисляют приближенно как суммы бесконечных рядов с ограничением числа членов. Реализуются вычислители в виде нерекурсивных фильтров.

Достоинство метода — возможность непосредственного определения девиации; недостатки — сложность аппаратурной реализации и систематические ошибки, вызванные использованием приближенных методов вычисления.

Частотный детектор этого типа используется в микросхемах VDP3108 и SAA7191.

Частотный детектор в виде цифровой системы ФАПЧ [2.47]. В состав ЧД (рис.2.62) входит фильтр Гильберта ФГ, два перемножителя, вычитатель В, ФНЧ и ГУН, содержащий сумматоры С1, С2, D-триггер ДТ и два ПЗУ, запрограммированных на функции $\sin\varphi_2$ и $\cos\varphi_2$.

На счетный вход триггера ДТ поступают тактовые импульсы с частотой $f_т$, а на первый вход С1 подано двоичное число p. Пусть $p = 16$, а сумматор С2 шестиразрядный, т.е. его макси-

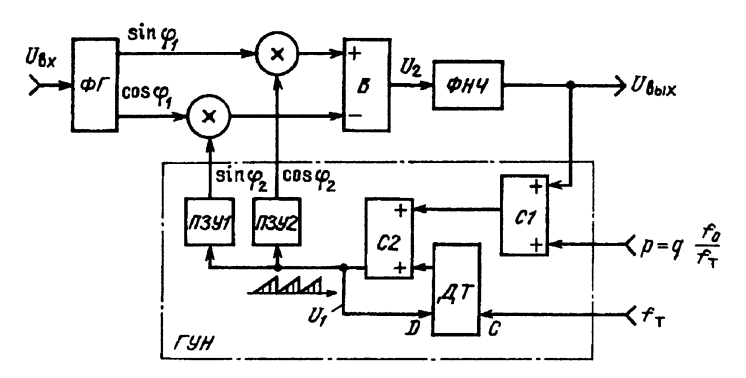


Рис.2.62. Частотный детектор в виде цифрового ФАПЧ

мальный выходной сигнал равен $2^6 = 64$; C1, C2 и T образуют аккумулятор. С каждым импульсом тактовой частоты значение сигнала на выходе C2 увеличивается на 16 по линейному закону. Если сигнал от ФНЧ равен нулю, то на выходе C2 формируется пилообразный сигнал U_1, период которого равен четырем периодам тактовой частоты. Постоянные запоминающие устройства формируют из пилообразного сигнала U_1 цифровые синусоидальный и косинусоидальный сигналы $\sin\varphi_2$ и $\cos\varphi_2$, которые поступают на перемножители. На вторые входы перемножителей поданы сигналы $\sin\varphi_1$ и $\cos\varphi_1$ с выходов фильтра Гильберта. На выходе вычитателя В выделяется разность:

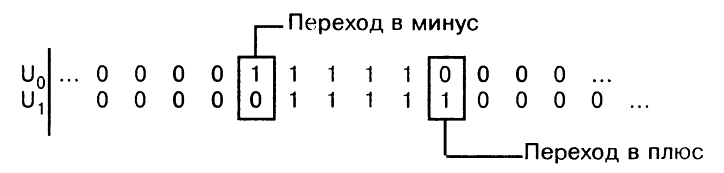
$$U_2 = \sin\varphi_1 \cos\varphi_2 - \cos\varphi_1 \sin\varphi_2 = \sin(\varphi_1 - \varphi_2).$$

Если входной сигнал ЧД имеет такую же частоту и фазу, что и сигнал U_1, то $\varphi_1 = \varphi_2$. Тогда сигнал на выходе ФНЧ отсутствует, и система будет работать в синхронном режиме.

Если частота входного сигнала изменится, сигнал на выходе ФНЧ станет отличным от нуля. На C2 поступит двоичный сигнал, равный $p + U_{вых}$. В результате изменится частота сигнала U_1, оставаясь равной частоте входного сигнала $U_{вх}$. Как и в аналоговом ЧД на ФАПЧ, в режиме удержания напряжение на выходе ФНЧ оказывается пропорциональным девиации частоты входного сигнала. Частотный детектор может работать и со стандартной тактовой частотой $f_т = 13{,}5$ МГц. Для этого значение p выбирается равным $p = 2q(f_0/f_т)$, где q — разрядность сумматора C2, а f_0 — центральная частота демодуляционной характеристики.

Частотный детектор ФАПЧ имеет линейную демодуляционную характеристику, но достаточно сложен в реализации, в частности содержит быстродействующие умножители.

В микросхеме цифрового процессора СЕКАМ SAA9055 фирмы "Филипс" применен цифровой ЧД, основанный на измерении интервала времени между двумя переходами поднесущей через нулевое значение [2.48]. В первом звене ЧД определяется, между какими двумя последующими выборками меняется полярность входного ЧД сигнала. Для этого знаковый разряд сигнала подается на входы логической ячейки Исключающее ИЛИ, на один непосредственно, а на второй — через регистр задержки на один такт. При переходе сигнала через нуль на входах ячейки появляется двоичное слово 01 или 10, в зависимости от направления перехода:



В результате в момент перехода сигнала через нуль на выходе ячейки Исключающее ИЛИ появляется положительный им-

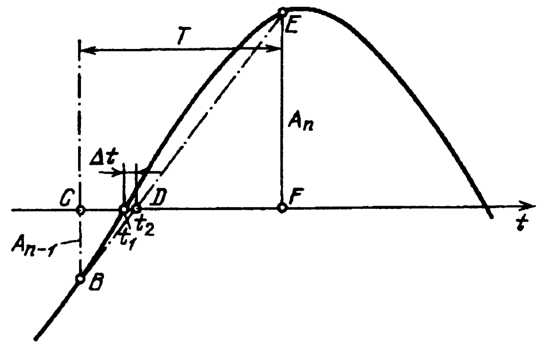


Рис.2.63. Принцип интерполяции

пульс. Чтобы определить момент перехода с точностью до долей периода тактовой частоты, применяется интерполяционный метод, который поясняется рис.2.63. Для интерполяции используются две последующие выборки входного сигнала A_{n-1} и A_n, между которыми в момент t_1 знак сигнала меняется. Если соединить вершины отсчетов A_{n-1} и A_n (точки *B, E*) прямой, то на основании подобия треугольников *BCD* и *DEF*

$$t_n \,/\, A_{n-1} = T \,/\, (A_n - A_{n-1}),$$

откуда

$$t_n = T\, A_{n-1} \,/\, (A_n - A_{n-1}). \qquad (2.44)$$

Интервал t_n соответствует пересечению с осью времени прямой *BE* в момент t_2. Погрешность измерения Δt зависит от положения выборок по отношению к точке t_1 перехода через нуль.

Для реализации рассмотренного метода требуется быстродействующий делитель. Сбои из-за деления на нуль исключены, поскольку две выборки A_n и A_{n-1} не могут обратиться в нуль одновременно.

В заключение рассмотрим цифровой ЧД, в котором нет фильтра Гильберта и отсутствуют умножители или делители сигнала на сигнал [2.49]. Хотя в этом ЧД проводится нормирование текущего сигнала, сбоев при $U_{вх} = 0$ не происходит, так как операция деления заменена операцией вычисления разности логарифмов.

Для трех следующих друг за другом отсчетов ЧМ сигнала

$$Y_0 = A_0 \sin[2\pi (f_0 + \Delta f)(t - T)];$$

$$Y_1 = A_0 \sin[2\pi (f_0 + \Delta f)\, t];$$

$$Y_2 = A_0 \sin[2\pi (f_0 + \Delta f)(t + T)]$$

справедливо соотношение

$$kY_1 + (Y_0 \pm Y_2) = Y_1\{k \pm 2\cos[2\pi(f_0 + \Delta f)T]\}\ldots$$

Тогда для n следующих друг за другом триад таких отсчетов можно сформировать функции

$$z_1 = \left|k - 2\cos[2\pi(f_0 + \Delta f)T]\right| (|Y_{11}| + |Y_{12}| + \ldots + |Y_{1n}|),$$

$$z_2 = \left|k + 2\cos[2\pi(f_0 + \Delta f)T]\right| (|Y_{11}| + |Y_{12}| + \ldots + |Y_{1n}|).$$

При $k > 2$ эти функции всегда больше нуля. Поэтому может быть сделано следующее преобразование:

$$U_{\text{вых}} = \ln z_1 - \ln z_2 = \ln\frac{\left|k - 2\cos[2\pi(f_0 + \Delta f)T]\right|}{\left|k + 2\cos[2\pi(f_0 + \Delta f)T]\right|} =$$

$$= \ln\frac{\left|\frac{k}{2} - \cos\left(2\pi\frac{f_0}{f_т}\right)\cos\left(2\pi\frac{\Delta f}{f_т}\right) + \sin\left(2\pi\frac{f_0}{f_т}\right)\sin\left(2\pi\frac{\Delta f}{f_т}\right)\right|}{\left|\frac{k}{2} + \cos\left(2\pi\frac{f_0}{f_т}\right)\cos\left(2\pi\frac{\Delta f}{f_т}\right) - \sin\left(2\pi\frac{f_0}{f_т}\right)\sin\left(2\pi\frac{\Delta f}{f_т}\right)\right|}. \quad (2.45)$$

Если тактовая частота $f_т = 4f_0$, то $\cos\left(2\pi\frac{f_0}{f_т}\right) = 0$;

$\sin\left(2\pi\frac{f_0}{f_т}\right) = 1$ и выражение (2.46) принимает вид

$$\ln z_1 - \ln z_2 = y = \ln\frac{\left|\frac{k}{2} + \sin x\right|}{\left|\frac{k}{2} - \sin x\right|}, \quad (2.46)$$

где $x = 2\pi\Delta f/f_т$.

Правая часть (2.46) может быть разложена в степенной ряд в точке $x = 0$:

$$y = \frac{4}{k}\left[x + 0\cdot x^2 + \frac{2 - \left(\frac{k}{2}\right)^2}{6\left(\frac{k}{2}\right)^2}x^3 + 0\cdot x^4 + \text{K}\right].$$

При $k = 2\sqrt{2}$ с точностью до бесконечно малых величин пятого порядка можно записать

$$y = \ln z_1 - \ln z_2 = \frac{4}{k} x = \frac{8\pi}{k} \frac{\Delta f}{f_т},$$

откуда

$$\Delta f = (\ln z_1 - \ln z_2) \frac{k f_т}{8\pi}. \qquad (2.47)$$

Таким образом, разность $\ln z_1 - \ln z_2$ пропорциональна девиации частоты сигнала цветности. Демодуляционная характеристика такого ЧД линейна в широком диапазоне девиаций частоты (при $\Delta f = \pm 1$ МГц нелинейность не превышает 1 %), выходной сигнал не зависит от амплитуды цветовой поднесущей, мала систематическая ошибка вычисления частоты, так как она определяется лишь разрядностью используемых звеньев. Суммирование триад сигналов уменьшает влияние флуктуационных помех. Относительно проста и аппаратная реализация алгоритма — в нем нет операций умножения или деления сигнала на сигнал. Функциональная схема ЧД приведена на рис.2.64.

На входы сумматора С2 и вычитателя В1 поступает сигнал $U_1 = Y_0 + Y_2$ с выхода сумматора С1 и сигнал, прошедший умножитель на коэффициент K, kY_1. Сигналы $U_2 = kY_1 - (Y_0 + Y_2)$ и $U_3 = kY_1 + (Y_0 + Y_2)$ с выходов В1 и В2 подаются в блок вычисления девиации БВД, в состав которого входят выделители модулей ВМ, схемы усреднения СУ, вычислители логарифмов ЛОГ и вычитатель В2. На выходе В2 выделяется сигнал $U_{вых} = \ln z_1 - \ln z_2$, пропорциональный девиации частоты.

Если рассматриваемый ЧД работает со стандартной тактовой частотой $f_т = 13{,}5$ МГц $\neq 4f_0$, то в выражении (2.46) $\cos(2\pi \frac{f_0}{f_т}) \neq 0$; $\sin(2\pi \frac{f_0}{f_т}) \neq 1$. Поэтому при $\Delta f = 0$ $\ln z_1 - \ln z_2 \neq 0$. Нулевая точка демодуляционной характеристики получает приращение (*E1* на

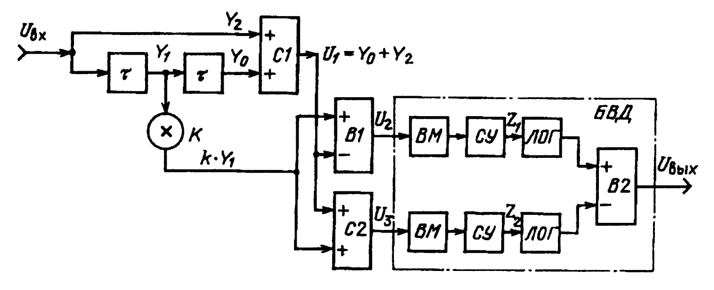


Рис.2.64. Функциональная схема цифрового частотного детектора по [2.49]

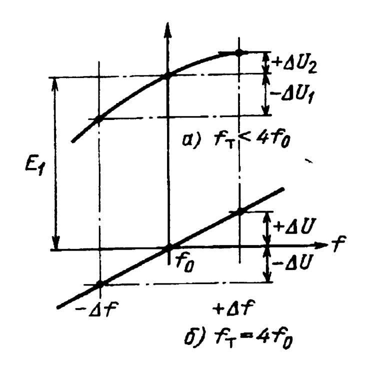


Рис.2.65. Демодуляционные характеристики ЧД рис.2.64:
а — при $f_т < 4f_0$; б — при $f_m = f_0$

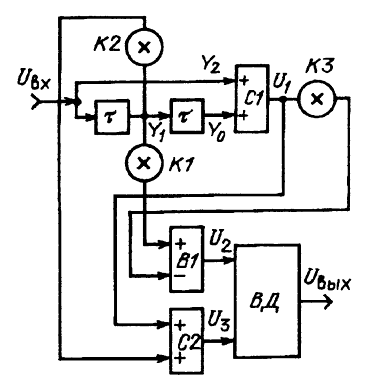


Рис.2.66. Частотный детектор с тремя умножителями на коэффициенты

рис.2.63), превышающее амплитуду сигнала при номинальной девиации. Составляющая $\sin(2\pi f_0/f_т)$ увеличивает нелинейность демодуляционной характеристики (график *а* на рис.2.65). Для уменьшения искажений при $f_т \neq 4f_0$ в состав ЧД вводят два дополнительных умножителя на коэффициенты, как это показано на рис.2.66. Сигналы на входы сумматора С2 и вычитателя В1 поступают через три умножителя на коэффициенты *К1—К3*.

Чтобы при $\Delta f = 0$ обеспечить $U_{вых} = 0$, достаточно выполнить условие

$$K2 - K1 = -2(1 + K3)\cos(2\pi f_0 / f_т)\,. \qquad (2.48)$$

Линеаризация демодуляционной характеристики проводится в два этапа. Сначала обеспечивают ее симметрию для номинальных девиаций $\pm\Delta f_1$. Обозначим $m = \cos(2\pi \frac{f_0}{f_т})$; $n = \sin(2\pi \frac{f_0}{f_т})$; $\varphi = 2\pi \frac{\Delta f}{f_т}$. Тогда условие симметрии АЧХ, т.е. $U_{вых}\Big|_{\Delta f = \Delta f_1} = -U_{вых}\Big|_{\Delta f = -\Delta f_1}$, приводит к уравнению

$$K3^2 \sin^2 - 2m(1 - \cos\varphi)(\frac{K1}{2} - m)K3 - K1m(1 - \cos\varphi) + m^2(\cos^2\varphi -$$

$$-2\cos\varphi + 1) - n^2 \sin^2\varphi = 0\,. \qquad (2.49)$$

На втором этапе расчета среди множества триад значений *К1—К3*, удовлетворяющих уравнениям (2.48) и (2.49), путем моделирования на ЭВМ находится такая триада, которая дает минимальные нелинейные искажения в интервале $\pm\Delta f_1$. В результате обеспечиваются симметрия АЧХ, отсутствие постоянной составляющей в выходном сигнале и малые нелинейные искажения. Для

$f_т$ = 13,5 МГц и Δf_1 = ±300 кГц оптимальные значения коэффициентов составляют: $K1$ = 1,2890625 = 1 + 1/4 + 1/32 + 1/128; $K2$ = =2,57471 ≈ 2 + 1/2 + 1/16; $K3$ = 0,5625 = 1/2 + 1/16. При использовании таких значений коэффициентов нелинейные искажения в полосе частот ±300 кГц не превышают 0,02%.

Реализация рассмотренного ЧД относительно проста. Умножение на коэффициенты $K1$–$K3$ достигается путем сдвига разрядов и суммирования. Число ступеней i усреднителей выбирают как компромисс между помехозащищенностью и быстродействием. Расчеты показали, что достаточно использовать три-четыре ступени усреднения. Выходной сигнал усреднителя составляет

$$U_{\text{вых. ус}} = \sum_{n=0}^{i-1} U_{\text{вх}}(t - nT) .$$

Все звенья ЧД до выходов усреднителей должны работать с основной тактовой частотой 13,5 МГц. После усреднителей можно выполнить прореживание отсчетов сигналов z_1 и z_2, понизив тактовую частоту в 4 раза — до 3,375 МГц, что упрощает дальнейшую обработку сигналов.

Логарифматоры могут быть выполнены на двух ПЗУ. Относительно низкая тактовая частота сигналов z_1 и z_2 позволяет произвести их мультиплексирование и вместо двух ПЗУ использовать одно.

Постоянное запоминающее устройство может быть заменено итерационным логарифматором, основанном на следующем алгоритме:

$$\left.\begin{aligned} X_{i+1} &= X_i + \xi_i 2^{-i} X_i, \\ Y_{i+1} &= Y_i - \xi_i 2^{-i} X_i, \\ \theta_{i+1} &= \theta_i + \ln(1 + \xi_i 2^{-i}), \end{aligned}\right\} \qquad (2.50)$$

где $|\xi_i| = 1$; $\operatorname{sign}\xi_i = \operatorname{sign}Y_i$.

Начальные условия: $\theta_0 = 0$; $Y_0 = 1 - X_0$; $U_{\text{вых}} = \theta_n = -\ln X$.

На рис.2.67 показана аппаратная реализация этого алгоритма. Входной сигнал X формируется блоком усреднения ЧД. Арифметическое устройство АУО вычисляет начальные отсчеты второй последовательности $Y_0 = 1 - X_0$. Последовательность Y_i обрабатывается в звеньях $АУ11$, $АУ12...АУ1(n-1)$. Арифметические устройства $АУ21$, $АУ22...,АУ2(n-2)$ вычисляют значения X_i. В матрицах M_{ij} хранятся двоичные слова, соответствующие значениям ln (1 ± 2^{-i}). Коммутаторы ЭК1 — ЭКn служат для выбора на каждом этапе итерации одного из двух значений логарифма. Выбранные значения поступают на сумматоры АУ31 — АУ3n. Режим работы арифметических устройств и положения коммутаторов ЭКi определяются знаковыми разрядами sign Y_i. Алгоритм сходится в интервале X_0 = 1,4,...,3,4. Поэтому в канал цветности желательно ввести АРУ, обеспечивающее постоянство амплитуды цветовой поднесущей.

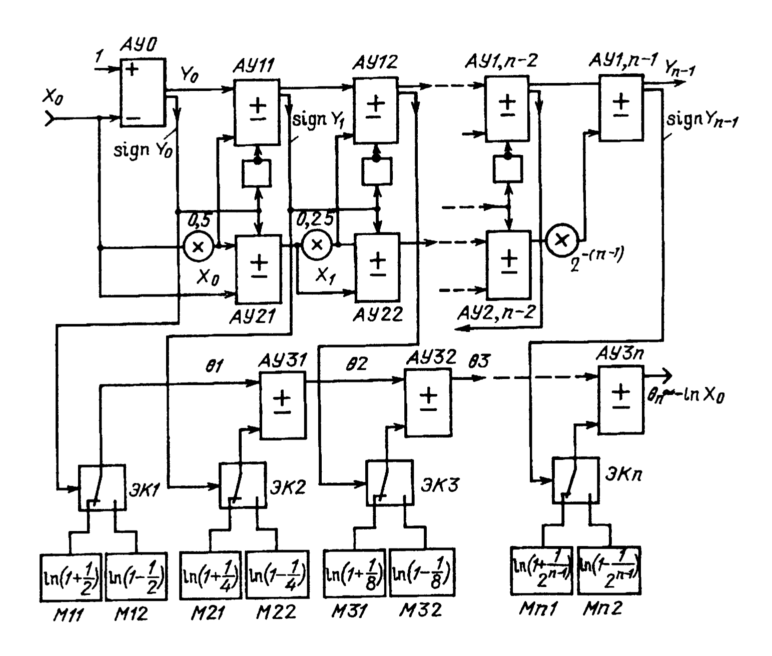


Рис.2.67. Функциональная схема итерационного логарифматора

2.2.6. Корректор низкочастотных предыскажений и фильтр подавления цветовой поднесущей

Демодулированные цветоразностные сигналы имеют выбросы на переходах, вызванные низкочастотными предыскажениями (НП) в кодере. Предыскажения создаются фильтром, передаточная функция которого описывается выражением (1.26).

В цветоразностные каналы приемника включают фильтры коррекции низкочастотных предыскажений (КНП). Коэффициент передачи КНП должен быть обратным (1.26):

$$A_{\text{кнп}}(f) = (1 + jf / 3f_1) / (1 + jf / f_1), \tag{2.51}$$

где f_1 = 85 кГц.

Отсюда

$$|A_{\text{кнп}}(f)| = 10\lg\frac{1 + (f / 3f_1)^2}{1 + (f / f_1)^2} \text{ [дБ]}. \tag{2.52}$$

Фазочастотная характеристика КНП имеет вид

$$\varphi_{\text{кнп}}(f) = -\text{arctg}\frac{2f / f_1}{3 + (f / f_1)^2}. \tag{2.53}$$

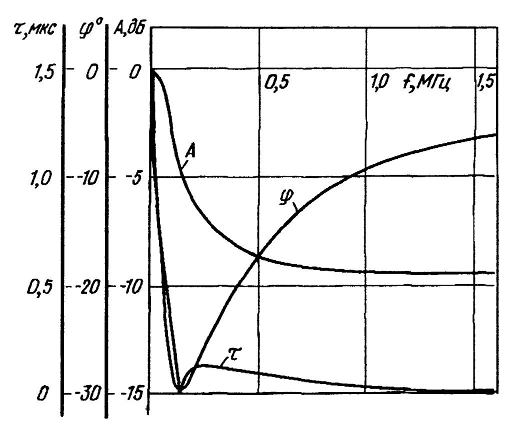


Рис.2.68. Частотные характеристики КНП

Дифференцируя (2.53) по частоте, находим характеристику группового времени задержки:

$$\tau_{\text{кнп}}(f) = -\frac{1}{\pi f_1}\frac{3-(f/f_1)^2}{(f/f_1)^4+10(f/f_1)^2+9}\,. \qquad (2.54)$$

Графики этих зависимостей приведены на рис.2.68.

Обычно в качестве КНП используют последовательную цепь RC, замыкающую на корпус выход ЧД ($R_к$, $C_к$ на рис.2.69). Коэффициент передачи такого фильтра с учетом внутреннего сопротивления ЧД R_i

$$A_{\text{кнп}}(\omega) = (1 + j\omega C_к R_к)\,/\,[1 + j\omega C_к(R_к + R_i)]\,. \qquad (2.55)$$

Чтобы эта зависимость совпадала с (2.51), достаточно обеспечить

$$1/(2\pi C_к R_к) = 3f_1; \quad 1/[2\pi C_к(R_к + R_i)] = f_1\,. \qquad (2.56)$$

Отсюда $C_к = 1/(2\pi 3 f_1 R_к) = 10^{-6}/1{,}6R_к$;

$$R_к = R_i\,/\,1{,}996. \qquad (2.57)$$

На выходе ЧД кроме демодулированного цветоразностного сигнала всегда имеется и цветовая поднесущая. Для ее подав-

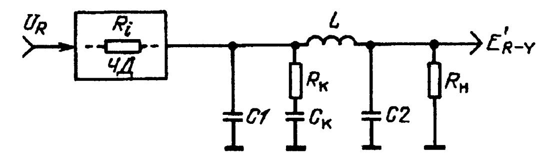


Рис.2.69. Схема соединения фильтра КНП с фильтром подавления цветовой поднесущей

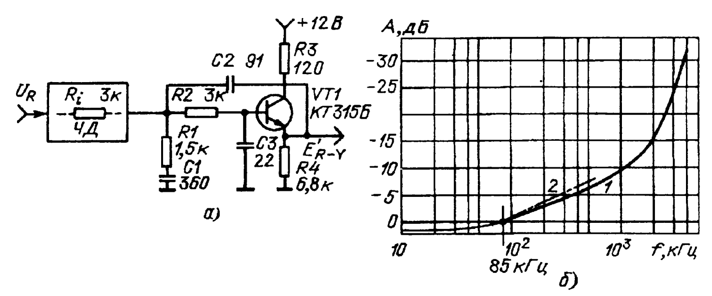


Рис.2.70. Фильтр КНП с активным фильтром подавления цветовой поднесущей

ления используют ФНЧ $LC1C2R_н$ (рис.2.69). Частоту среза этого фильтра выбирают около $f_в$ = 2 МГц. Тогда, если сопротивление источника сигнала R_i равно сопротивлению нагрузки $R_н$,

$$L_ф = R_н / (\pi f_в) = R_н / 2\pi \text{ [мкГн]}; \qquad (2.58)$$

$$C_ф = \frac{1}{(2\pi f_в R_н)} = \frac{1}{(4\pi R_н)} \text{ [пФ]}. \qquad (2.59)$$

Вместо фильтра LC для подавления поднесущей можно использовать активный фильтр в виде эмиттерного повторителя с обратной связью. На рис.2.70,*а* приведена практическая схема такого фильтра вместе с цепью КНП. Амплитудно-частотная характеристика фильтра (кривая *1* на рис.2.70,*б*) достаточно близка к требуемой (кривая *2*). Затухание на частоте цветовой поднесущей превышает 35 дБ.

В канале цветности с цифровой обработкой сигнала КНП выполняют в виде дискретного фильтра. Для получения его передаточной функции $A(z)$ применяется билинейное преобразование. Обозначим $jf/f_1 = p$. Выражение (2.51) примет вид

$$A_{кнп}(p) = (1 + p / 3) / (1 + p) .$$

Произведем замену переменных:

$$p = l\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}, \quad \text{где} \quad l = \text{ctg}\,\pi\frac{f_1}{f_т}.$$

Тогда

$$A_{кнп}(z) = \frac{1+\dfrac{l}{3}\dfrac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}}{1+l\dfrac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} = \frac{1+z^{-1}-\dfrac{l}{3}z^{-1}}{1+z^{-1}+l-lz^{-1}} = \frac{1+\dfrac{l}{3}-\left(\dfrac{l}{3}-1\right)z^{-1}}{1+l-(l-1)z^{-1}}.$$

Обозначим: $A_0 = \dfrac{\dfrac{l}{3}+1}{l+1}$; $c = \dfrac{\dfrac{l}{3}-1}{\dfrac{l}{3}+1}$; $d = \dfrac{l-1}{l+2}$.

При этом коэффициент передачи цифрового КНП:

$$A_{\text{кнп}}(z) = A_0 \frac{1 - c z^{-1}}{1 - d z^{-1}}. \qquad (2.60)$$

Корректор представляет собой рекурсивный дискретный фильтр первого порядка. Алгоритм этого фильтра

$$U_{\text{вых}}(t) = A_0 [U_{\text{вх}}(t) - c U_{\text{вх}}(t - \tau)] + d U_{\text{вых}}(t - \tau), \qquad (2.61)$$

где $\tau = 1/f_{\text{т}}$.

Пусть $f_{\text{т}} = 13{,}5/4 = 3{,}375$ МГц. Тогда $l = \text{ctg}\,\pi \frac{0{,}085}{3{,}375} = 12{,}61239$; $A_0 = 0{,}3823075$; $c = 0{,}615689$; $d = 0{,}853075$. Когда известны значения c и d, то $A_0 = (1-d)/(1-c)$.

Математическое моделирование КНП во временной области может проводиться на основе алгоритма (2.61). Если в этом алгоритме учитывать предшествующие отсчеты, подставляя вместо $dU_{\text{вых}}(t-\tau)$ его значение, то для n предшествующих отсчетов получим [2.50]

$$U_{\text{вых}}(t) = A_0 [U_{\text{вх}}(t) + (d - c) \sum_{k=1}^{n-1} d^{(n-2)} U_{\text{вх}}(t - k\tau)] -$$

$$-A_0 d^{(n-1)} c\, U_{\text{вх}}(t - n\tau) + d^n U_{\text{вых}}(t - n\tau), \text{K} \qquad (2.62)$$

Так как d всегда меньше единицы, при больших n можно пренебречь двумя последними членами ряда и заменить рекурсивный алгоритм нерекурсивным:

$$U_{\text{вых}}(t) \approx A_0 [U_{\text{вх}}(t) + (d - c) \sum_{k=1}^{n} d^{(n-1)} U_{\text{вх}}(t - k\tau)], \text{K}, \qquad (2.63)$$

что существенно упрощает вычисление формы выходного сигнала.

Частотные характеристики дискретного КНП можно найти, если подставить в (2.60) $z^{-1} = e^{-i\omega\tau}$. При этом

$$A_{\text{кнп}}(f) = A_0 \frac{1 - c e^{-j\omega\tau}}{1 - d e^{-j\omega\tau}} = A_0 \frac{1 - c\cos\omega\tau + j c \sin\omega\tau}{1 - d\cos\omega\tau + j d \sin\omega\tau}.$$

Отсюда

$$|A_{\text{кнп}}(f)| = 10\lg \left[A_0 \frac{(1 - c\cos\omega\tau)^2 + c^2 \sin^2\omega\tau}{(1 - d\cos\omega\tau)^2 + d^2 \sin^2\omega\tau} \right] [\text{дБ}] \ldots \qquad (2.64)$$

$$\varphi_{\text{кнп}}(f) = -\text{arctg} \frac{(d - c)\sin\omega\tau}{1 - (d + c)\cos\omega\tau + dc} \ldots \qquad (2.65)$$

Дифференцируя (2.65) по частоте, находим выражение для характеристики ГВЗ корректора:

$$\tau_{\text{кнп}}(f) = -\frac{(d-c)[(1+cd)\cos\omega\tau - c - d]}{f_{\text{т}}[(1-(d+c)\cos\omega\tau + dc)^2 + ((d-c)\sin\omega\tau)^2]} \dots \quad (2.66)$$

В прилож.19 дана программа вычислений этих графиков для заданных значений коэффициентов c и d.

Если в формулы (2.64) — (2.66) подставить значения коэффициентов дискретного КНП, найденные с помощью билинейного преобразования, то отличия полученных характеристик от характеристик аналогового прототипа, описываемых выражениями (2.52) — (2.54), будут небольшими. Это объясняется тем, что для дискретного КНП $f_{\text{т}} >> f_1$.

В патенте [2.51] предложена функциональная схема цифрового КНП (рис.2.71). Покажем, что коэффициент передачи этого фильтра соответствует выражению (2.60).

Напряжение U_1 на выходе сумматора С

$$U_1 = U_{\text{вх}} + U_1 d\, z^{-1}; \quad U_1 = U_{\text{вх}} / (1 - d\, z^{-1}).$$

Сигнал на выходе фильтра $U_{\text{вых}} = U_1 - U_1 c\, z^{-1} = U_1(1 - c\, z^{-1})$. Подставим сюда значение U_1:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{1 - c\, z^{-1}}{1 - d\, z^{-1}}.$$

Отсюда

$$A(z) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1 - c\, z^{-1}}{1 - d\, z^{-1}}.$$

Результат отличается от (2.60) отсутствием постоянного коэффициента A_0, который вызывает только изменение масштаба.

При практической реализации цифрового КНП необходимо знать допустимые погрешности формирования коэффициентов c и d. Исследования проводились с помощью математического моделирования. Отклонение коэффициента c от номинального значения вызывает искажения на цветовых переходах. Увеличение c приводит к появлению выбросов со временем установления около 1 мкс. Уменьшение коэффициента c вызывает соответствующее затягивание фронтов и срезов импульсов. Вариация коэффициента d создает переходный процесс на переходах длительностью около 5 мкс. Выброс получается при уменьшении d относительно номинала, а затягивание перехода — при увеличении d. Если принять в качестве допустимого отклонение выходного сиг-

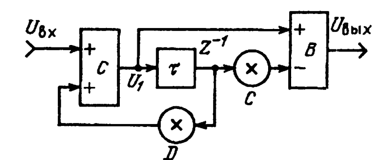


Рис.2.71. Функциональная схема цифрового фильтра КНП

нала на ±2% от номинала, то предельные вариации коэффициентов КНП составят $\Delta c \le \pm 3\%$; $\Delta d \le \pm 0{,}5\%$.

Чтобы обеспечить требуемую точность формирования коэффициента d, удобно использовать преобразование алгоритма фильтра [2.18], увеличивающее его порядок. Тогда умножение на d может быть сведено к нескольким операциям сдвига разрядов и суммированию.

2.2.7. Цепи фиксации уровней черного цветоразностных сигналов

Цветовая поднесущая в сигнале СЕКАМ на обратном ходу по строкам подавлена, кроме защитного интервала в конце обратного хода длительностью 4,9 мкс. Наличие такого защитного пакета поднесущей смещает переходные процессы в декодере, вызванные включением поднесущей после интервала гашения, на обратный ход и уменьшает их заметность на экране телевизора. Переходные процессы обусловлены тем, что ключ, подавляющий поднесущую в кодере (К2 на рис.1.21) включен после цепи высокочастотных предыскажений ВП. Совместное действие фильтров ВП и КВП вносит незначительные искажения в сигнал цветности, поскольку эти фильтры имеют взаимно обратные АЧХ. Но введение в канал дополнительных искажающих звеньев, таких как ключ К2 подавления поднесущей между ВП и КВП, создает неустранимые переходные процессы. Включение поднесущей после интервала гашения вызывает в КВП амплитудные и фазовые искажения сигнала, которые захватыва-

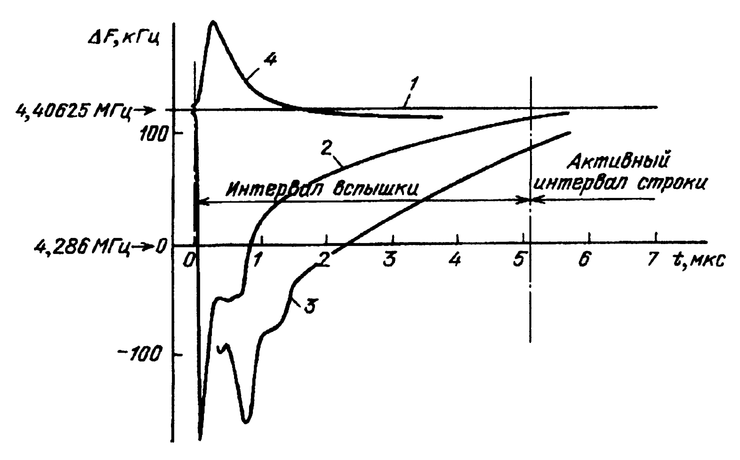


Рис.2.72. Искажение демодулированной площадки фиксации в сигнале E'_{R-Y}:

1 — номинальный уровень площадки; 2 — стандартный сигнал; 3 — введен противофазный синусоидальный сигнал; 4 — введен синфазный сигнал, амплитуда которого равна 0,2 амплитуды вспышки

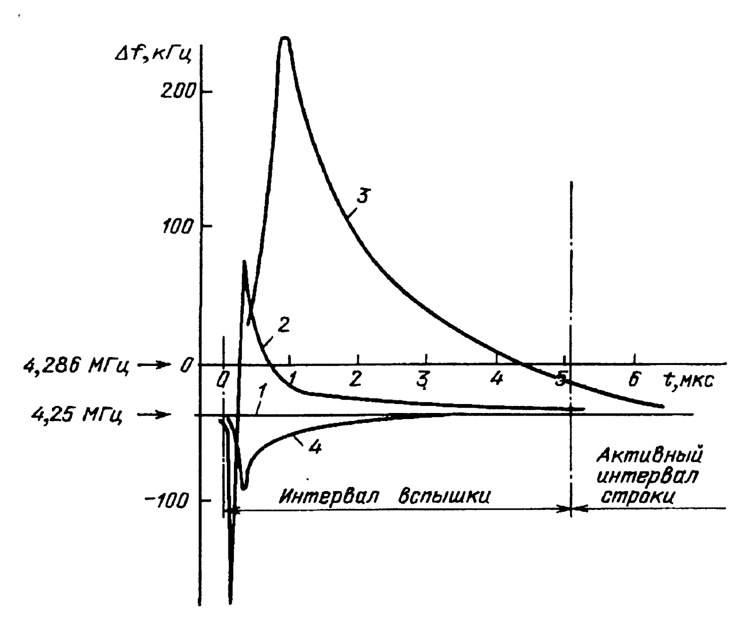


Рис.2.73. Искажения демодулированной площадки фиксации в сигнале E'_{B-Y}

ют бо́льшую часть защитного интервала. Вместо плоского участка, соответствующего уровню черного, в демодулированном сигнале появляется значительный выброс, что затрудняет использование этой части сигнала для фиксации уровня черного.

На рис.2.72 и 2.73 (графики *2*) показаны переходные процессы в сигналах E'_{R-Y} и E'_{B-Y}, рассчитанные с помощью математической модели канала СЕКАМ [2.50].

Переходный процесс включения поднесущей содержит начальный выброс, где искажения весьма велики и соизмеримы с амплитудой цветоразностного сигнала при номинальной девиации, и плавный спад, где значение демодулированного сигнала монотонно приближается к установившемуся уровню (1). Так как частота 4,40625 МГц дальше удалена от центральной частоты КВП, чем частота 4,25 МГц, искажения площадки фиксации в строках *R—Y* выражены сильнее, чем в строках *B—Y*. Даже к началу активного интервала строки *R—Y* переходный процесс полностью не заканчивается и погрешность в уровне черного составляет около −10 кГц.

В большинстве серийно выпускаемых телевизоров демодулированные вспышки вообще не используются для формирования площадок фиксации. Площадки создают искусственно, путем выключения канала цветности на время обратного хода по строке. Выключение может осуществляться либо замыканием с помощью электронного ключа выходных зажимов ЧД, либо выключением самого ЧД (микросхема К174ХА1), либо, наконец,

подавлением сигнала цветности до ЧД (микросхема TCA640). Всем этим способам присущ общий недостаток. Уровень сформированной площадки никак не связан с частотой поднесущей. При дрейфе нулевой частоты ЧД уровень площадки не меняется, а демодулированный сигнал, в том числе и его участки, соответствующие неокрашенным деталям изображения, смещаются относительно площадки. Поэтому использование таких ключей не снижает требований к стабильности нулевой частоты ЧД. Кроме того, если площадка формируется выключением поднесущей, возникают дополнительные искажения из-за переходного процесса в ЧД после интервала гашения. Чтобы этот переходный процесс не захватил активного интервала строки (тогда появляется мешающая окраска в левой части растра), в телевизоре УПИМЦТ-61 длительность гасящего строчного импульса была уменьшена от 12 до 7 мкс.

В некоторых декодерах, например в микросхемах К174ХА16, КР1021ХА3, TDA8490, для фиксации используют участки демодулированных вспышек, где переходный процесс близок к завершению. Это не устраняет полностью искажения, но существенно усложняет схемотехнику микросхем.

Стабильность баланса белого и его независимость от дрейфа нулевых точек ЧД можно обеспечить только в том случае, если площадки фиксации формируются из немодулированных поднесущих, прошедших ЧД канала цветности. Для этого есть два пути: уменьшить искажение демодулированных защитных пакетов поднесущей в сигнале СЕКАМ или заменить эти пакеты синусоидальным сигналом от специального автогенератора.

Для уменьшения искажений защитных пакетов поднесущей было предложено [2.52] ввести в кодирующее устройство второй ключ К3 перед фильтром ВП, управляемый тем же гасящим импульсом, что и основной ключ К2 подавления поднесущей, как это показано на рис.2.74. В такой схеме переходный процесс в ВП, вызванный действием ключа К3, компенсируется в КВП приемника и искажение площадки в цветоразностном сигнале, предназначенной для фиксации уровня черного, существенно уменьшается. Аналогичное решение предложено в [2.53]. Это усовершенствование пока не внедрено в кодирующие устройства, так как приводит к изменению стандартизованной формы полного видеосигнала СЕКАМ, а именно в начале защитного пакета поднесущей появляется выброс.

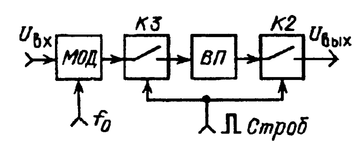


Рис.2.74. Упрощенная функциональная схема модифицированного кодера СЕКАМ (МОД — частотный модулятор)

Более простым, хотя и менее эффективным приемом является воздействие на КВП или КНП в период прохождения пакета поднесущей. Для уменьшения искажений было предложено шунтировать КВП на время обратного хода по строкам [2.54]. Аналогичное решение содержится в [2.55]. После отключения шунта возникает новый переходный процесс,

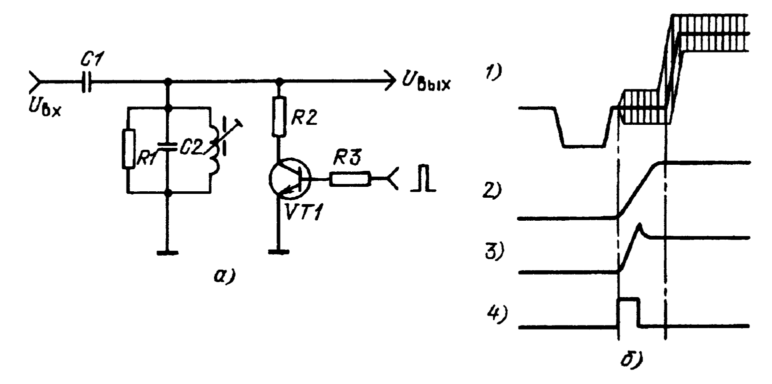


Рис.2.75. Шунтирование КВП в интервалах гашения по строкам:
а — принципиальная схема; б — сигналы на входе (1), на выходе ЧД без шунтирования КВП (2), на выходе ЧД при шунтировании КВП (3), импульс, подаваемый на ключевой каскад (4)

вызванный изменением добротности контура КВП. Чтобы устранить и эти искажения, целесообразно шунтировать КВП только в течение части защитного интервала [2.56]. Для этого к контуру КВП подключают последовательно соединенные дополнительный шунт *R2* и ключевой каскад на транзисторе *VT1* (рис.2.75,*а*). Короткий импульс (*4* на рис.2.75,*б*) замыкает ключ в начале вспышки. Колебания в зашунтированном контуре быстро нарастают, после чего ключ *VT1* размыкается.

В [2.57] предложено не шунтировать КВП, а отключать на время обратного хода по строке цепь коррекции низкочастотных предыскажений. Для этого, как показано на рис.2.76, между ЧД и КНП вводится эмиттерный повторитель на транзисторе *VT1* и с помощью транзисторного ключа К на период гашения по строкам замыкается резистор *R2*, выполняющий функции сопротивления источника сигнала фильтра КНВ. В результате длительность переходного процесса включения поднесущей существенно сокращается.

Второй путь формирования стабильных площадок фиксации в сигнале цветности — введение в сигнал цветности на время

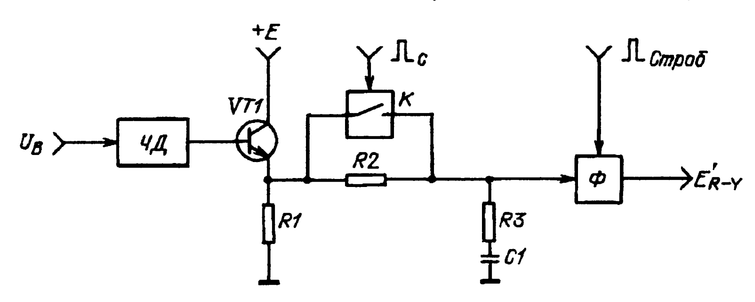


Рис.2.76. Электрическая схема КНП [2.57]

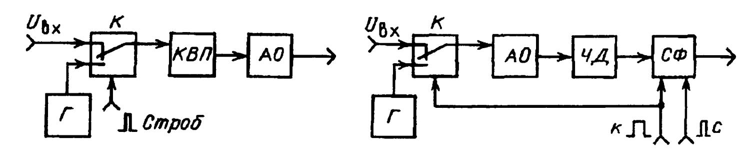


Рис.2.77. Формирование площадки фиксации [2.58]

Рис.2.78. Формирование площадки фиксации [2.59]

гашения по строкам синусоидального сигнала от дополнительного генератора. Впервые такой прием был предложен фирмой "Телефункен" [2.58]. Ключ К, управляемый стробирующим импульсом, отключает на время гашения сигнал цветности и подает вместо него на КВП сигнал от генератора Г (рис.2.77). Недостаток такого решения — отсутствие корреляции между входным сигналом и сигналом генератора. Из-за скачка фазы в момент перехода от сигнала генератора к сигналу цветности на выходе канала возникает переходный процесс, создающий искажение в виде выброса в начале активного интервала строки.

Интенсивность переходного процесса зависит от разности фаз вводимого сигнала и сигнала цветности. Если эта разность составляет 180°, искажения получаются бóльшими, чем без вводимого сигнала (график *3* на рис.2.72 и 2.73). Амплитуда вводимого сигнала постоянна, в то время как амплитуда сигнала цветности зависит от АЧХ канала связи. Различие амплитуд основного и вводимого сигналов также создает переходный процесс, искажающий площадку фиксации (графики *4* на рис.2.72 и 2.73). Чтобы устранить эти искажения, было предложено подключать внешний генератор на обратном ходу не по строкам, а по полям [2.59]. Ключ К (рис.2.78), управляемый гасящими импульсами полей, направляет сигнал от генератора Г в канал цветности. Этот сигнал на выходе ЧД преобразуется в постоянный уровень, который в устройстве фиксации СФ заряжает специальный конденсатор, выполняющий функции устройства памяти. В интервале гашения по строкам устройство фиксации считывает этот уровень, которым заменяется искаженный участок обратного хода в цветоразностном сигнале. Так как частота генератора равна частоте немодулированной поднесущей, при дрейфе нулевой точки ЧД площадка смещается вместе с сигналом, что позволяет сохранить баланс белого. Вместе с тем коммутация, обеспечивающая считывание уровня фиксации, производится в демодулированном сигнале и поэтому не создает переходных процессов.

Чтобы сформировать площадки фиксации как в сигнале E'_{R-Y}, так и в сигнале E'_{B-Y}, необходимы либо два генератора с частотами 4,25 и 4,40625 МГц, либо один генератор с перестраиваемой частотой. Для этого может быть использована система ФАПЧ [2.60]. Как показано на рис.2.79, система ФАПЧ образована автогенератором ГУН, делителем частоты с управляемым коэффициентом деления и фазовым детектором ФД. Делитель управляется меандром кадровой ($f_п/2$) частоты, формируемым счетным триггером СТ, на счетный вход которого поданы импуль-

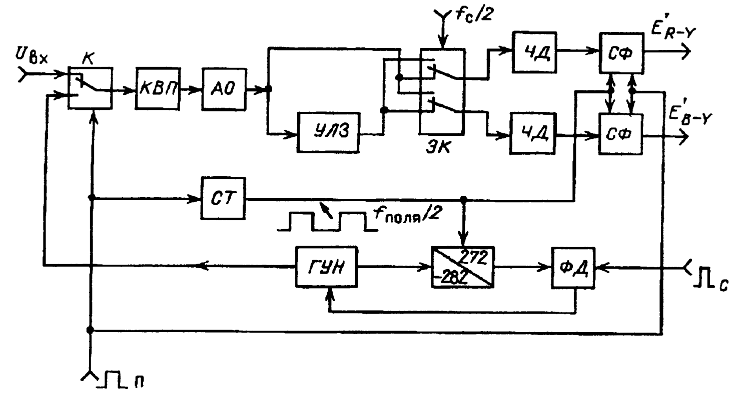


Рис.2.79. Формирование площадки фиксации с помощью перестраиваемого генератора [2.60]

сы гашения полей. Коэффициент деления на смежных полях меняется от 272 до 282. Сигнал с выхода делителя сравнивается в ФД со строчными импульсами. В синхронном режиме частота генератора на смежных полях составляет соответственно 15,625 кГц × 272 = 4,25 МГц и 15,625 кГц × 282 = 4,40625 МГц, т.е. равна частотам немодулированных поднесущих. Процесс вхождения ФАПЧ в синхронизм происходит в начале обратного хода по полю, что не влияет на работу системы. В двух СФ, включенных на выходе ЧД, запоминаются значения напряжений, соответствующих в канале *R—Y* сигналу 4,40625 МГц, а в канале *B—Y* сигналу 4,25 МГц. Для этого на СФ подан меандр кадровой частоты. Записанные уровни, как и в предыдущем устройстве, считываются в интервалы гашения по строкам.

Схемы формирования площадок фиксации с дополнительным автогенератором используются только в профессиональных декодерах. Причина этого — сложность схемотехники и трудности, связанные с необходимостью подавления интерференции поднесущей с сигналом от автогенератора.

В декодерах с дискретной обработкой сигнала переходный процесс в КВП также вызывает искажение демодулированных площадок фиксации.

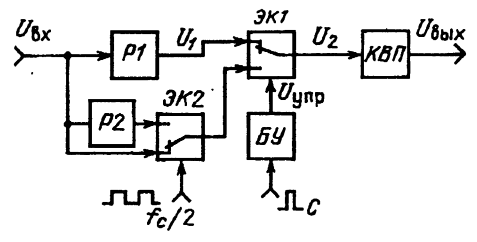


Рис.2.80. Функциональная схема компенсатора переходного процесса

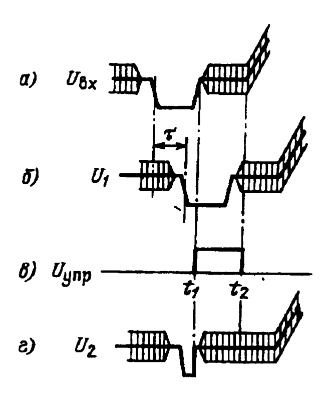


Рис.2.81. Эпюры сигналов в схеме на рис.2.80

В патенте [2.61] для уменьшения искажений предложено заполнять интервал гашения в сигнале цветности синусоидальным дискретным сигналом, считываемым из специального ПЗУ. Здесь вновь повторяются недостатки аналоговой схемы с автогенератором — разница амплитуд и фаз основного и вводимого сигналов вызывает переходные процессы на их границе. Искажения от переходных процессов уменьшаются, если применить компенсатор, функциональная схема которого дана на рис.2.80 [2.62]. Входной дискретный сигнал цветности поступает через регистр задержки Р1 и электронный коммутатор ЭК1 на вход КВП. Время задержки τ_1 выбирается таким, чтобы оно было близким к кратному значению числа периодов цветовой поднесущей в строках D_B. Например, если при тактовой частоте $f_т$ = 13,5 МГц принять τ_1 = 54 такта = 54 × 0,0747 = =4,00 мкс, то это будет соответствовать 17 периодам частоты 4,25 МГц. В интервале времени $t_1 - t_2$ (рис.2.81) коммутатор ЭК1 переводится импульсом от блока управления БУ во второе положение. При этом на КВП поступает вспышка из входного сигнала $U_{вх}$, которая заполняет часть паузы перед вспышкой в задержанном сигнале. Получается сигнал U_2 с удлиненной вспышкой. Так как обе вспышки — основная и вводимая строго синфазны и одинаковы по амплитуде, переходный процесс на их границе отсутствует. Когда в канале проходит сигнал D_R, имеющий частоту 4,40625 МГц, он задержится в Р1 на 4 × 4,40625 = 17,625 периода. Чтобы и в строках D_R обеспечить синфазность основного и вводимого сигналов, предусмотрены регистр Р2 и коммутатор ЭК2. Если Р2 обеспечивает задержку на два такта, то сдвиг во времени между сигналами $U_{вх}$ и U_1 в строках D_R будет равен 17,625 − 2 × 0,07407 = =16,972 периода. Фазовая погрешность при этом составит всего 10°. Электронный коммутатор ЭК2 управляется меандром напряжения полустрочной частоты от блока цветовой синхронизации.

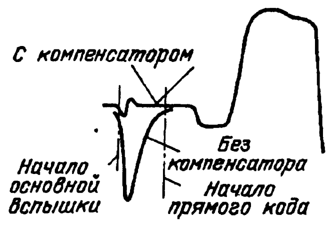


Рис.2.82. Влияние компенсатора на форму площадки в сигнале E'_{R-Y}

Рассмотренная схема позволяет увеличить примерно вдвое длительности защитных пакетов цветовой поднесущей. Переходный процесс заканчивается в конце вводимой части вспышки, а ее основная часть демодулируется без искажений.

На рис.2.82 показаны экспериментально полученные эпюры цветоразностного сигнала на вы-

ходе канала цветности с включенным и выключенным компенсатором. Использование компенсатора устраняет переходный процесс на участке фиксации, а также искажения уровня черного в начале активного интервала строки.

Возможна вторая модификация компенсатора переходного процесса в дискретном канале цветности. Вспышка запоминается в специальном ЗУПВ, а через две строки считывается в интервале гашения и вводится в сигнал перед основной вспышкой. Такое решение исключает дополнительную задержку сигнала цветности.

2.2.8. Блок цветовой синхронизации

Блок цветовой синхронизации (БЦС) выполняет две функции: автоматическое включение канала цветности и режекторного фильтра в канале яркости, а также управление электронным коммутатором с правильной фазой. Для осуществления первой функции в БЦС анализируется тип принимаемого сигнала. Если принимается сигнал СЕКАМ, вырабатывается специальное управляющее напряжение $E_{упр}$, открывающее канал цветности. Когда принимается сигнал другой системы цветного телевидения, например сигнал черно-белого телевидения или помеха, канал цветности поддерживается в закрытом состоянии.

Для управления электронным коммутатором в БЦС формируется меандр полустрочной частоты. Путем сравнения с фазой сигнала цветовой синхронизации поддерживается такая фаза меандра, при которой на дискриминатор $R–Y$ канала цветности всегда поступает сигнал U_R, а на дискриминатор $B–Y$ — сигнал U_B.

К БЦС обычно предъявляются следующие требования. Канал цветности должен оставаться включенным, а фаза коммутации поддерживаться правильной: при изменении размаха цветовой поднесущей в пределах рабочего участка характеристики амплитудных ограничителей (типовое значение $^{+6}{}_{-20}$ дБ номинального размаха поднесущей); при отношении сигнал-шум $\geq$10 дБ (это позволяет телевизору устойчиво работать на границе зоны уверенного приема); при выпадении отдельных сигналов цветовой синхронизации из-за отражений телевизионного сигнала от пролетающего самолета, а также в результате неточной настройки видеомагнитофона.

Канал цветности не должен включаться: при приеме черно-белого сигнала; при подаче на вход декодера синусоидального сигнала частотой 3...5 МГц с амплитудой, равной номинальной амплитуде цветовой поднесущей (сигналы ПАЛ или НТСЦ).

Существенное упрощение структуры БЦС можно получить, если изменить последовательность формирования сигналов D'_R и D'_B так, чтобы каждый кадр начинался, например, с сигнала D'_R. Тогда для цветовой синхронизации мог бы использоваться временной сдвиг на половину строки между четными и нечетными полями [2.63]. Эта идея не нашла практического применения, поскольку приводит к некоторому ухудшению совмести-

мости. Кадры в стандартной системе СЕКАМ начинаются поочередно со строк D'_R и D'_B, а для управления БЦС используются специальные сигналы цветовой синхронизации (СЦС). Они передаются во время интервала гашения по полям и занимают в каждом поле по девять строк. Блоки цветовой синхронизации, управляемые этими сигналами, называются кадровыми БЦС. В соответствии с рекомендацией МККР [1.6] предполагается исключить из сигнала СЕКАМ кадровые СЦС с тем, чтобы использовать освободившиеся интервалы для передачи сигналов телетекста. При этом в качестве СЦС используются защитные пакеты цветовых поднесущих, передаваемые в строчных интервалах гашения.

Блоки цветовой синхронизации, управляемые этими сигналами, будем называть строчными БЦС. Так как в стране имеется значительный парк цветных телевизоров с кадровыми БЦС, то немедленное исключение из сигнала кадровых импульсов цветовой синхронизации привело бы к необходимости переделки всех этих телевизоров, что экономически нецелесообразно. Поэтому предполагается исключить кадровые БЦС через несколько лет, когда существующие телевизоры отработают свой ресурс и постепенно будут заменены новыми моделями, снабженными строчным БЦС.

Блок БЦС можно разделить на два функциональных звена: дискриминатор СЦС и блок обработки. Блок обработки формирует прямоугольную волну напряжения полустрочной частоты, используемую для управления электронным коммутатором в канале цветности, обеспечивает с помощью СЦС синхронизацию этой волны, а также формирует напряжение $E_{\text{упр}}$ для включения канала цветности.

В простейшем случае в качестве дискриминатора СЦС могут использоваться ЧД канала цветности. Так выполнено большинство кадровых БЦС. Для исключения взаимных помех между кадровыми СЦС и цветоразностными сигналами применяется временная селекция с помощью ключевых устройств. Пример выполнения схемы для выделения кадровых СЦС приведен на рис.2.83,*а*. Цветоразностные сигналы с выходов усилителей складываются в матрице, состоящей из резисторов *R1* и *R2*.

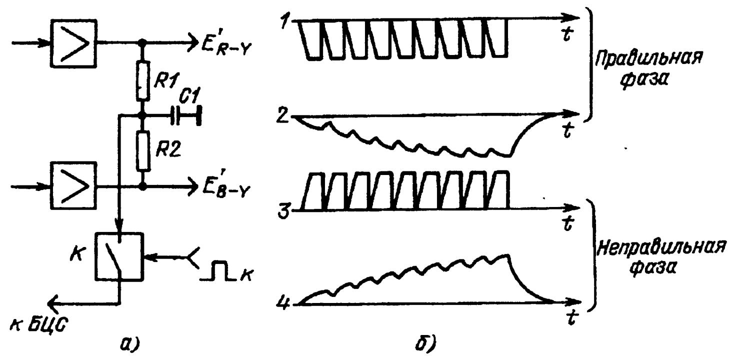


Рис.2.83. Выделение кадровых СЦС:
а — функциональная схема; б — эпюры сигналов

Так как ЧД *R—Y* и *B—Y* имеют разный знак наклона АЧХ, кадровые СЦС на выходах каналов *R—Y* и *B—Y* имеют одинаковую полярность. При правильной фазе коммутации эти сигналы отрицательны (эпюра *1* на рис.2.83,*б*). Если фаза неправильна, СЦС становятся положительными (эпюра *3* на рис.2.83,*б*). Импульсные помехи, проникшие в сигнал, на выходе матрицы вычитаются. Конденсатор *C1* образует с матрицей интегрирующую цепь. Сигналы цветовой синхронизации в результате интегрирования превращаются в одиночный импульс, полярность которого зависит от фазы коммутации (эпюры *2* и *4* на рис.2.83,*б*). Интегрирование уменьшает также и влияние флуктуационных помех. Ключ К, управляемый импульсами гашения полей, пропускает в БЦС только СЦС. Чтобы кадровые СЦС не создавали помехи на экране телевизора (в канале *G—Y* СЦС имеют положительную полярность и по размаху превышают цветоразностный сигнал), необходимо эффективное гашение лучей кинескопа на обратном ходу по полям.

Для выделения строчных СЦС обычно используется отдельный дискриминатор. В качестве такого дискриминатора может быть применен резонансный каскад с детектором огибающей. Контур резонансного каскада настраивается на частоту одного из защитных пакетов поднесущей, например 4,25 МГц. Тогда на выходе каскада, открываемого стробирующими импульсами, вспышки поднесущих выделяются в виде радиоимпульсов. Амплитуда этих радиоимпульсов в строках U_B из-за селективных свойств контура будет больше, чем в строках U_R. Детектор огибающей преобразует радиоимпульсы в импульсы напряжения. Различие амплитуд этих импульсов на соседних строках и является полезной информацией, используемой для цветовой синхронизации. Преимущества такого решения — простота схемы, а также частотно-селективные свойства резонансного контура, ослабляющего синусоидальную помеху, имеющую частоту, отличную от резонансной. Недостаток схемы — относительно малый размах полезного сигнала. Для увеличения различия амплитуд импульсов необходимо увеличивать добротность контура, но тогда повышается его инертность и за время вспышки (примерно 4,7 мкс) амплитуда сигнала не успевает достигнуть установившегося значения. Оптимальная добротность контура около 20. При этом различие амплитуд продетектированных импульсов составляет всего 20 % [2.64]. Если контур настроен так, что частоты вспышек расположены на склоне его АЧХ, разность амплитуд импульсов получается несколько большей. Определенные трудности в рассматриваемом дискриминаторе связаны также с выделением из продетектированных монополярных импульсов разностного сигнала, несущего информацию о фазе чередования составляющих U_R и U_B.

Кроме резонансного каскада в качестве дискриминатора СЦС применяется также ЧД. Использование ЧД устраняет трудности, связанные с выделением разностного сигнала. Если нулевая частота ЧД, открываемого стробирующими импульсами на время вспышек, расположена посередине между значениями

частот немодулированных поднесущих, выходной сигнал имеет вид чередующихся биполярных импульсов. Если же нулевая частота совпадает с частотой одной из вспышек, то выходной сигнал принимает вид монополярных импульсов, следующих через строку. Такие сигналы могут быть непосредственно использованы для синхронизации релаксационного генератора, управляющего коммутатором в канале цветности. Вместе с тем амплитуда этих сигналов получается большей, чем разность амплитуд соседних импульсов на выходе детектора огибающей. Частотный детектор, используемый как дискриминатор СЦС, должен быть узкополосным. В оптимальном случае максимумы его АЧХ должны совпадать с частотами защитных пакетов поднесущей. Если использовать широкополосный ЧД, то выходное напряжение, создаваемое синусоидальной помехой, может превысить амплитуду полезного сигнала.

В качестве дискриминатора СЦС применяются также и другие устройства: система ФАПЧ [2.65]; кварцевый резонатор, настроенный на частоту одной из вспышек [2.66]; счетчик, определяющий число колебаний поднесущей во вспышке [2.67]. Если обработка сигнала в канале цветности осуществляется цифровыми методами, то дискриминатор СЦС может быть выполнен в виде цифрового компаратора, который в интервалы гашения по строкам сравнивает текущие значения цветоразностных цифровых сигналов с уровнем черного одного из сигналов, хранящимся в памяти. На выходе компаратора выделяются следующие через строку импульсы, синфазные с коммутацией сигналов в кодере, которые и управляют работой блока.

Блок обработки СЦС в аналоговых декодерах может содержать только триггер, вырабатывающий меандр полустрочной частоты, и выключатель цветности. Если биполярные импульсы с выхода дискриминатора СЦС разделить в два канала и подать на установочные входы триггера, то последний будет работать с правильной фазой [2.68]. Недостаток такого метода управления триггером — нарушение его работы при выпадении отдельных СЦС. Поэтому обычно управление триггером осуществляют по его счетному входу с помощью импульсов от блока строчной развертки. Корректирующие же импульсы, сформированные из СЦС, направляют в триггер только при неправильной фазе коммутации. Коррекция может осуществляться подачей импульсов на один из установочных входов триггера, блокированием счетных импульсов или инвертированием выходного сигнала триггера. Если импульсы на выходе дискриминатора СЦС биполярны или следуют через строку, они могут быть непосредственно поданы на установочный вход триггера. При неправильной фазе осуществляется ее коррекция, при правильной — импульсы не оказывают влияния на работу триггера, подтверждая его состояние. В том случае когда коррекция производится блокированием счетных импульсов, необходима цепь, вырабатывающая напряжение блокирования при неправильной фазе триггера. Эта цепь (фазовый компаратор) представляет собою каскад совпадения, на один вход которого подаются СЦС от дискриминато-

ра, а на второй — меандр полустрочной частоты от триггера. Если фаза триггера неправильна, на выходе компаратора появятся следующие через строку импульсы, интегрированием которых и получают напряжение блокирования. Функция блокирования счетных импульсов может выполняться вторым каскадом совпадения.

В качестве фазового компаратора применяется также счетный триггер. Для этого на его счетный вход подают СЦС, а на вход *R* — меандр от основного триггера. При неправильной фазе коммутации на выходе триггера выделяются широкие прямоугольные импульсы, образующие после интегрирования постоянную составляющую, близкую к половине их амплитуды. Когда фаза правильна, на выходе триггера поддерживается логический нуль.

Еще бо́льшую постоянную составляющую блокирующего напряжения обеспечивает БЦС [2.69], функциональная схема которого приведена на рис.2.84. Биполярные СЦС от дискриминатора ЧД подаются на вход триггера Шмитта ТШ, формирующего меандр полустрочной частоты, фронты которого соответствуют началам вспышек. Этот меандр, а также меандр от счетного триггера СТ поступают на входы ячейки Исключающее ИЛИ. В зависимости от соотношения фаз меандров на выходе логической ячейки выделяются либо короткие импульсы, длительность которых равна интервалу времени между фронтом строчного синхроимпульса и началом вспышки, либо постоянный уровень с короткими пропусками. После интегрирования в цепи ИЦ импульсы преобразуются в постоянное напряжение, соответствующее логическому нулю или единице. Это напряжение управляет каскадом совпадения И, который в зависимости от фазы коммутации пропускает или не пропускает на СТ импульсы коррекции.

Функцию фазового компаратора может также выполнять аналоговый перемножитель. Если на его первый вход подать биполярные СЦС от дискриминатора, а на второй — меандр полустрочной частоты от СТ, то на выходе перемножителя будут выделяться монополярные импульсы, положительные или отрицательные в зависимости от соотношения фаз СЦС и меандра от СТ. Используемый таким способом перемножитель называют детектором полустрочной частоты (ДПЧ).

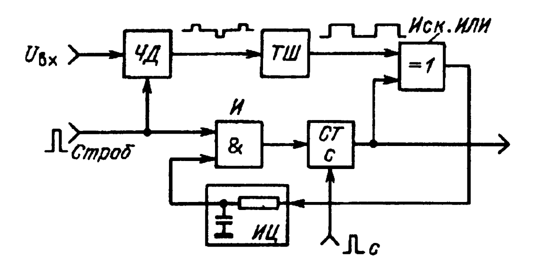


Рис.2.84. Функциональная схема БЦС [2.69]

Для защиты БЦС от шумовых помех применяют накопительные устройства. Функцию накопления может выполнять резонансная система, настроенная на частоту повторения СЦС, т.е. на полустрочную частоту (7,8125 кГц). Так, в [2.70] предложено после дискриминатора СЦС включить накопитель в виде колебательного контура, активного фильтра или синхронизируемого автогенератора. На выходе резонансного накопителя выделяется синусоидальный сигнал, фаза которого соответствует фазе коммутации в кодере. Такой сигнал, поданный на установочный вход триггера, обеспечивает коррекцию его фазы. Сигнал с выхода накопителя может также использоваться для включения канала цветности.

Если вместо сигнала СЕКАМ на вход БЦС поступает синусоидальная помеха (например, сигнал ПАЛ), дискриминатор СЦС формирует повторяющиеся каждую строку импульсы, которые не пройдут на выход резонансного накопителя, и канал цветности не включится. Недостаток резонансного накопителя — наличие дополнительного настраиваемого элемента или, если накопитель выполнен в виде активного фильтра, повышенные требования к точности входящих в него элементов. Помехозащитные свойства резонансного накопителя в кадровых БЦС ограничены предельным значением добротности контура. Так как кадровые СЦС занимают только девять строк на поле, добротность накопительного контура не должна превышать значение $Q \le \pi n/3 = 3{,}14 \cdot 4{,}5/3 \approx 4{,}5$, где n — число периодов полустрочной частоты, приходящихся на девять СЦС. При большей добротности накопителя напряжение на нем не успеет достигнуть установившегося значения. Резонансный накопитель был применен в кадровом БЦС унифицированного модуля УМ2-1-1 телевизора УПИМЦТ-61.

Подавление резонансным накопителем в кадровом БЦС синусоидальной помехи строчной частоты (от сигнала ПАЛ) составит

$$\delta \approx \sqrt{1+Q^2\nu^2} = \sqrt{1+4{,}5^2 \cdot 1{,}5^2} = 5{,}5 \text{ раза.}$$

Здесь $\nu = 15/7{,}8 - 7{,}8/15 = 1{,}5$.

В строчных БЦС накопление может происходить в течение всего поля. Поэтому предельное значение добротности составляет

$$Q \le 3{,}14 \cdot 312 / (3 \cdot 2) = 164 .$$

Подавление таким накопителем синусоидальной помехи строчной частоты получается существенно большим, чем в кадровом БЦС:

$$\delta = \sqrt{1+164^2 \cdot 1{,}5^2} = 246 \text{ раз.}$$

Кроме резонансных накопителей в БЦС применяются также средства помехозащиты на основе конденсаторов. Простейшее из них — интегрирующая цепь. Ее главный недостаток — одинако-

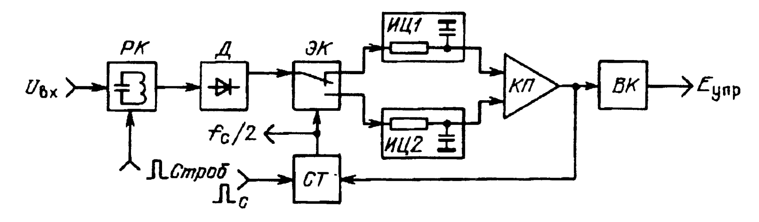


Рис.2.85. Функциональная схема БЦС микросхемы ТСА640

вые постоянные времени зарядки и разрядки конденсатора. Так как строчные СЦС имеют большую скважность, постоянная составляющая от их интегрирования получается много меньше размаха импульсов, что снижает устойчивость работы устройства.

Блок цветовой синхронизации с интегрирующими цепями применен в микросхеме ТСА640 (К174ХА9). На рис.2.85 дана функциональная схема этого БЦС. Резонансный каскад РЕЗ, настроенный на частоту немодулированной поднесущей $f_{ов}$ и открываемый стробирующими импульсами, формирует из вспышек радиоимпульсы, амплитуды которых различны в строках U_R и U_B. Эти импульсы после детектора огибающей Д поступают на коммутатор ЭК, управляемый триггером СТ. Коммутатор разделяет СЦС d_R и d_B в два канала, где они проходят через интегрирующие цепи ИЦ1 и ИЦ2. Постоянные напряжения с выходов интегрирующих цепей сравниваются компаратором КП. В зависимости от фазы триггера СТ меняется знак приращения напряжения на выходе компаратора, что используется для коррекции фазы триггера и управления выключателем канала цветности ВК. Синусоидальная помеха создает на входах компаратора одинаковые напряжения, и канал цветности не должен включаться. Однако, как показали испытания, микросхема ТСА640 не обеспечивает надежной защиты от действия синусоидальной помехи. Причина этого состоит в следующем. При работе в режиме СЕКАМ разность амплитуд импульсов на выходах коммутатора ЭК получается небольшой, а так как их скважность превышает 10, сравниваемые напряжения на входах компаратора отличаются лишь на доли вольта. Такая же разность может получиться и при воздействии синусоидальной помехи, если сопротивления утечек накопительных конденсаторов не одинаковы, что и является частой причиной нарушения работы рассматриваемого БЦС.

Отмеченные недостатки устранены в БЦС с синхронными емкостными накопителями. Синхронный накопитель содержит конденсатор и электронный ключ, через который на конденсатор поступает СЦС. Ключ замыкается стробирующими импульсами только на время прохождения СЦС. Поэтому постоянная времени разрядки конденсатора оказывается много больше постоянной времени зарядки и установившееся значение выходного напряжения приближается к амплитуде входных импульсов.

Закон изменения напряжения на накопительном конденсаторе имеет вид

$$U_{вых} = U_{вх}\left(1 - e^{-n\frac{\Delta t}{RC}}\right),$$

где n — число замыканий ключа; Δt — интервал времени, когда ключ замкнут; R — сопротивление открытого ключа; C — емкость накопительного конденсатора.

Синхронный накопитель уменьшает уровень флуктуационных помех в выходном сигнале в Q раз [2.71], где

$$Q = 2RC / \Delta t = 2n / \Delta t . \qquad (2.67)$$

Подавление шумов накопителем тем выше, чем меньше приращение напряжения на конденсаторе за один такт зарядки, т.е. чем большее число тактов требуется для того, чтобы выходное напряжение достигло заданного уровня.

Известно несколько схемных решений БЦС с использованием синхронных накопителей. В авторском свидетельстве [2.72] предложено устройство, в котором биполярные СЦС от дискриминатора проходят через фазовый компаратор, управляемый триггером, и поступают на синхронный накопитель. В зависимости от фазы триггера меняется полярность напряжения на выходе накопителя. Второй компаратор формирует из этого напряжения следующие через строку импульсы, которые при неправильной фазе триггера обеспечивают его коррекцию.

Блок цветовой синхронизации может содержать как два накопительных конденсатора, напряжения на которых сравниваются с помощью компаратора, так и один конденсатор, включенный между входами компаратора. Блок цветовой синхронизации второго типа предложен в [2.73]. На рис.2.86 приведена схема этого блока. Демодулированный сигнал от дискриминатора ЧД поступает на комбинированные ключи К1 и К2, управляемые стробирующими импульсами и противофазными меандрами полустрочной частоты от триггера СТ. Демодулированные вспышки обеспечивают зарядку накопительного конденсатора C. Знак напряжения на конденсаторе определяется фазой СТ. Это напряжение через компаратор КП поступает на детектор

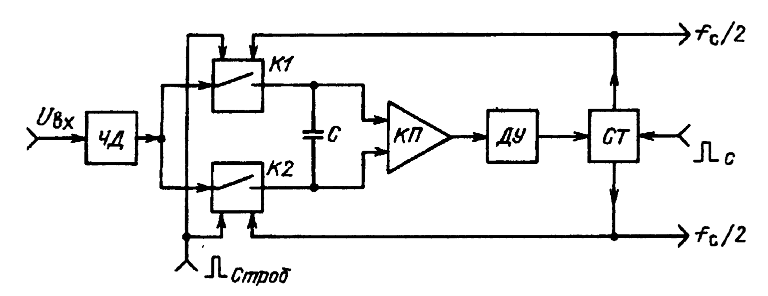


Рис.2.86. Функциональная схема БЦС [2.73]

уровня ДУ, который формирует импульсы, корректирующие фазу триггера.

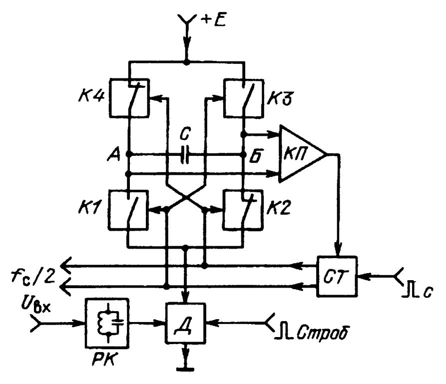


Рис.2.87. Функциональная схема БЦС [2.64]

Блок цветовой синхронизации с одиночным накопительным конденсатором применен в отечественной гибридной микросхеме канала цветности СЕКАМ К22ХК3 [2.74]. Функциональная схема БЦС показана на рис.2.87. Вспышки, выделенные резонансным контуром РК, настроенным на частоту одной из немодулированных поднесущих, детектируются в каскаде Д, который выполнен в виде генератора тока. Импульсы тока проходят через систему ключей К1—К4 и накопительный конденсатор *С*. Ключи управляются триггером СТ так, что, например, на четных строках открыты К4, К2 и ток проходит через конденсатор от точки *А* к точке *Б*, а на нечетных строках открыты К1, К3 и направление тока меняется. Когда принимается сигнал СЕКАМ, импульсы тока от вспышек в строках U_R и U_B имеют разную амплитуду. Разность токов вызывает постепенную зарядку конденсатора *С* до напряжения, близкого к напряжению источника питания. Полярность напряжения на конденсаторе определяется фазой триггера СТ. Когда фаза неправильна, срабатывает КП и обеспечивает коррекцию фазы триггера.

Сигналы цветовой синхронизации содержат данные о типе принимаемого сигнала ("СЕКАМ — не СЕКАМ") и о фазе коммутации в кодере. Оба эти параметра легко выражаются в двоич-

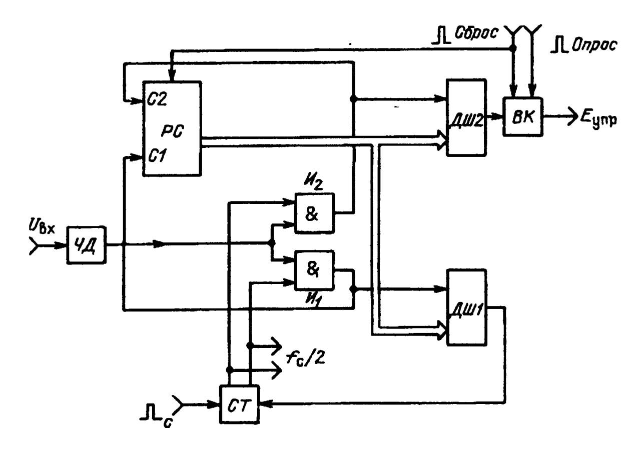


Рис.2.88. Функциональная схема БЦС логического типа [2.75]

ной форме. Поэтому блок обработки СЦС удобно выполнить в виде логического автомата На рис.2.88 представлена одна из возможных структурных схем программы такого автомата. Функция накопления в нем осуществляется реверсивным счетчиком, а тактирующими импульсами служат СЦС, снимаемые с выхода дискриминатора СЦС [2.75]. После включения телевизора автомат анализирует типпринятого сигнала (логическое условие x_1). Если принимается сигнал ПАЛ или помеха, работа идет по циклу $a_1 — \bar{x}_1 — a_1$. Канал цветности не включается. Когда на вход автомата поступает сигнал СЕКАМ, он переходит в состояние a_2. Далее происходит анализ фазы коммутации в декодере (логическое условие x_2). При неправильной фазе начинает работать накопитель (счетчик), на выходе которого последовательно формируются двоичные слова y_1, y_2,... и т.д. По достижении заранее выбранного слова y_n вырабатывается сигнал коррекции фазы. Затем автомат проверяет, произошла ли коррекция (логическое условие x_3). Если по какой-либо причине коррекция не обеспечена, работа идет по циклу $x_3 — a_2 — \bar{x}_2 — y_1 — y_2 ... y_n — \bar{x}_3$. После коррекции автомат переходит в состояние a_3. Вновь идет накопление, но направление счета инвертируется. Когда на выходе накопителя выделится двоичное слово y_1, включится канал цветности. Начиная с этого момента времени автомат работает по циклу $a_2 — x_2 — a_3 — y_n — y_{n-1} ... y_1 — a_2$.

Каждый раз при прохождении набора y_1 подтверждается включение канала цветности. Поскольку в каждом цикле анализируется логическое условие x_2, случайное нарушение фазы коммутации вызывает выключение канала цветности и переход автомата в режим коррекции фазы триггера. При отсутствии входного сигнала накопления не происходит и автомат поддерживается в состоянии a_1.

Функциональная схема логического БЦС приведена на рис.2.89. Сигналы цветовой синхронизации в виде импульсов полустрочной частоты с выхода дискриминатора ЧД поступают на каскады совпадения И1 и И2, где они сравниваются с меандром полустрочной частоты от счетного триггера СТ (логическое условие x_2). Если фаза коммутации неправильна, СЦС проходят на первый вход реверсивного счетчика РС и на вход младшего разряда дешифратора ДШ1. По достижении заданного двоичного слова дешифратор формирует импульс, корректирующий фазу триггера СТ. Система переходит в состояние a_3. Сигналы цветовой синхронизации с выхода устройства совпадения И2 поступают на вход младшего разряда дешифратора ДШ2 и на второй вход реверсивного счетчика РС. Направление счета меняется. Когда в процессе счета на входе ДШ2 появится заданное двоичное слово, дешифратор сформирует импульс, поступающий на выключатель цветности ВК. Канал цветности откроется. Разрешение на включение канала подтверждается на каждом цикле счетчика.

Выключатель цветности управляется с кадровой частотой. Например, в начале четных полей на него подаются импульсы сброса, а в начале нечетных полей — импульсы опроса. Если

принимается программа СЕКАМ с правильной фазой триггера и на выключатель цветности поступают импульсы от дешифратора ДШ2, то импульсы сброса не меняют состояния выключателя. При отсутствии импульсов от дешифратора в момент прихода импульса опроса канал цветности выключается. Рассмотренный блок может работать и от кадровых СЦС. Для перехода на кадровый режим вместо строчных стробирующих импульсов на дискриминатор ЧД подают кадровые, а также меняют двоичные слова, соответствующие срабатыванию дешифраторов.

Имеются публикации, касающиеся логических БЦС, в которых тактирование осуществляется строчными стробирующими импульсами, а СЦС только управляют направлением счета [2.76].

В цифровом канале цветности СЕКАМ БЦС также выполняется в виде логического автомата. При этом необходимо звено, которое преобразует цифровой СЦС в импульсы. На рис.2.89 дан пример выполнения электрической схемы такого БЦС [2.77]. Цифровой цветоразностный сигнал поступает на вход схемы усреднения СУ, которая открывается строчными стробирующими импульсами, совпадающими по времени с задними площадками строчных гасящих импульсов. На выходе схемы усреднения выделяются цифровые сигналы, соответствующие усредненным значениям демодулированных пакетов цветовой поднесущей. Усреднение обеспечивает подавление импульсных помех. Если частотный детектор в канале цветности настроен на частоту, лежащую посередине между частотами покоя f_{0R} и

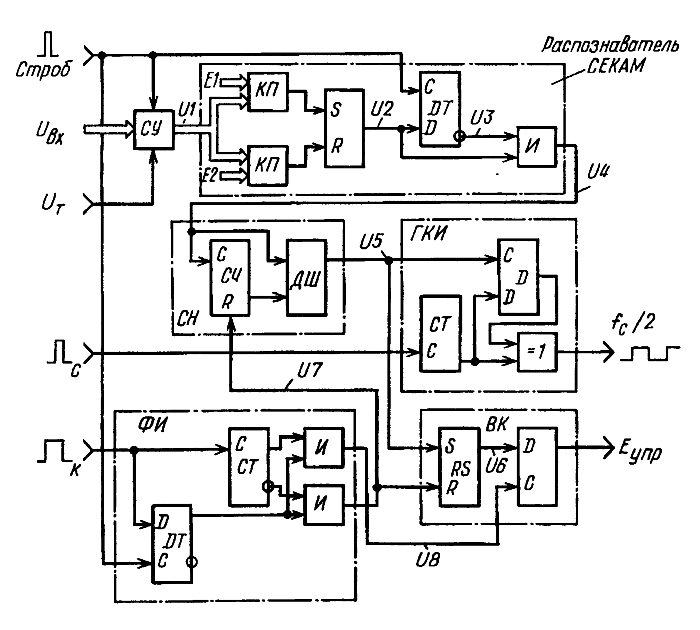


Рис.2.89. Функциональная схема цифрового БЦС [2.77]

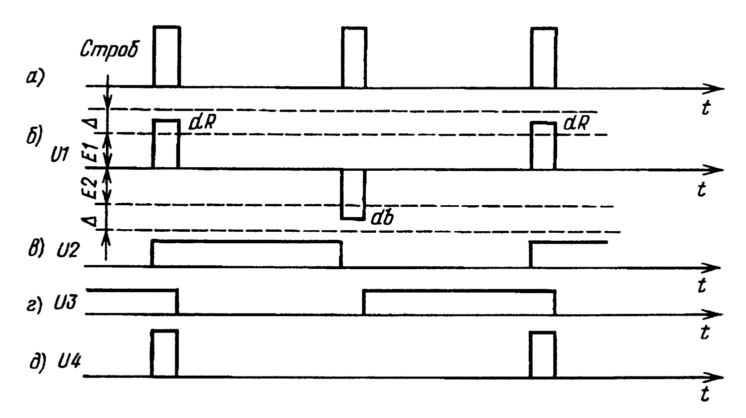


Рис.2.90. Формирование импульсов, управляющих счетчиком в БЦС рис.2.89

f_{OB} сигналов цветности, то сигнал на выходе усреднителя, если его представить в аналоговой форме, будет иметь вид групп отсчетов *U1* разного знака, показанных на рис.2.90,*б*. Сигнал с выхода схемы усреднения подается на первые входы двух компараторов КП. На вторые входы компараторов поданы двоичные константы *E1* и *E2*, соответствующие заданным значениям демодулированных площадок d_R, d_B. Компараторы срабатывают, если сигнал попадает в зоны Δ, ширина которых определяется разрядностью констант *E1* и *E2*. Высшие разряды констант сравниваются в компараторах с высшими разрядами сигнала. Поэтому чем меньше разрядность констант, тем шире зоны срабатывания Δ.

На выходах компараторов выделяются не цифровые сигналы, а одноразрядные импульсы, которые поступают на входы RS-триггера. Если телевизор принимает программу СЕКАМ, то сигналы d_R и d_B чередуются по строкам, на выходах компараторов поочередно выделяются импульсы и RS-триггер срабатывает каждую строку, формируя на своем выходе меандр напряжения полустрочной частоты, показанный на рис.2.90,*в*. Когда принимаются программы ПАЛ или НТСЦ, в которых частоты вспышек одинаковы во всех строках, полярности отсчетов сигнала *U1* будут одинаковы, например положительны. Если даже амплитуды этих отсчетов совпадут со значением одной из констант, например *E1*, что маловероятно, RS-триггер переключится в одно из своих рабочих состояний и на его выходе вместо меандра будет поддерживаться логический нуль или логическая единица.

Сигнал *U2* с выхода RS-триггера проходит на информационный вход DT-триггера, на счетный вход которого поданы стробирующие импульсы. Триггер срабатывает по заднему фронту этих импульсов. При приеме сигнала СЕКАМ на инвертирующем выходе этого триггера выделяется меандр напряжения *U3*, показанный на рис.2.90,*г*. Логический элемент И формирует из

сигналов *U2* и *U3* следующие через строку импульсы *U4*, присутствующие, например, при прохождении строк d_R, т.е. жестко связанные с фазой коммутации сигнала в кодере. Когда принимаются сигналы ПАЛ или НТСЦ, импульсы *U4* отсутствуют. Таким образом звенья схемы, начиная с компараторов и до выхода ячейки И, образуют распознаватель сигнала СЕКАМ.

Импульсы *U4* поступают на накопительное устройство. В нем применен не реверсивный, а обычный двоичный счетчик СЧ. На последнем такте счета через интервал времени τ срабатывает дешифратор ДШ, на который подан также сигнал *U4*. На выходе дешифратора выделяется импульс *U5* (рис.2.91,*в*). В начале каждого второго поля показания счетчика сбрасываются специальным импульсом сброса *U7*, который вырабатывается в формирователе импульсов ФИ. Импульсы с выхода блока накопления поступают в генератор коммутирующих импульсов ГКИ и в выключатель цветности ВК. В ГКИ импульс от накопителя проходит на счетный вход D-триггера, на вход *D* которого подан меандр полустрочной частоты от входящего в этот блок счетного триггера СТ. Если фаза этого счетного триггера совпадает с фазой коммутации сигналов в кодере, то импульс от накопителя будет соответствовать во времени появлению логического нуля на выходе счетного триггера. При этом на выходе D-триггера устанавливается логический нуль и звено Исключающее ИЛИ пропускает сигнал от счетного триггера, не инвертируя его. Этот сигнал управляет коммутатором в канале цветности. Если фаза счетного триггера неправильна, то на выходе D-триггера установится логическая единица и элемент "Исключающее ИЛИ" инвертирует сигнал от счетного триггера. Поэтому на выходе ГКИ поддерживается фаза меандра напряжения полустрочной частоты, соответствующая фазе коммутации сигналов цветности в кодере. Такой метод коррекции фазы ГКИ весьма прост и обеспечивает практически мгновенную коррекцию, не допуская ложного срабатывания. Это позволило применить один общий цикл накопления как для коррекции фазы, так и для включения канала цветности.

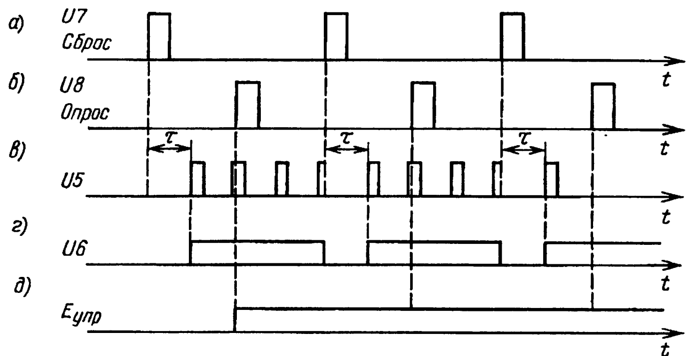


Рис.2.91. Работа накопителя и выключателя цветности в БЦС рис.2.89

Выключатель цветности ВК содержит RS- и D-триггер. Импульс *U5* с выхода блока накопления переводит RS-триггер в состояние, когда на его выходе появляется логическая единица (рис.2.91,*г*, сигнал *U6*). Импульс сброса *U7* переводит RS-триггер в состояние, когда на его выходе устанавливается логический нуль. Импульсы опроса *U8*, чередующиеся по полям с импульсами сброса, поступают на счетный вход D-триггера в ВК. Если принимается сигнал СЕКАМ, *U6* при этом соответствует логической единице и на выходе D-триггера появляется сигнал $E_{упр}$ (логическая единица), включающий канал цветности (рис.2.91,*д*). В случае когда принимаются сигналы ПАЛ, НТСЦ или сигнал черно-белого телевидения, счетчик в блоке накопления не работает и сигналы *U5* и $E_{упр}$ равны логическому нулю.

Блок цветовой синхронизации телевизора УПИМЦТ-61. На рис.2.92 приведена электрическая схема БЦС унифицированного модуля УМ2-1-1 [2.78]. Счетный триггер, образованный из D-триггера Т2 микросхемы *D1* (К155ТМ2), управляется по счетному входу *С* строчными импульсами и вырабатывает меандр полустрочной частоты. Этот меандр подан на два последовательно соединенных звена И—НЕ микросхемы *D2* (К155ЛА3). На второй вход первого звена подан также отрицательный кадровый импульс. С выходов звеньев И—НЕ инвертированные меандры напряжения полустрочной частоты поступают на входы управления электронного коммутатора.

При прохождении кадрового импульса вместо меандров на выходе первого звена поддерживается напряжение высокого уровня (логическая 1), а на выходе второго — напряжение низкого уровня (логический 0). Поэтому в интервалы гашения по полям, когда передаются кадровые СЦС, электронный коммутатор не функционирует и сигнал U_0 поступает все время, на-

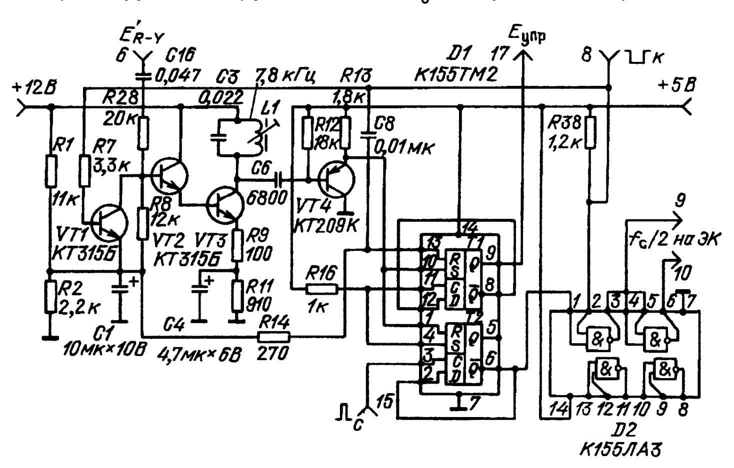


Рис.2.92. Электрическая схема БЦС унифицированного модуля УМ2-1-1 телевизора УПИМЦТ-61

пример, в ЧД *R—Y* и U_1 — в ЧД *B—Y*. В результате демодулированные СЦС содержат чередующиеся сигналы d_R и d_B и имеют вид волны напряжения полустрочной частоты, фаза которой соответствует фазе коммутации сигналов на передающей стороне. Эти СЦС поступают через *C16, R28* на базу *VT2*. Нормально открытый ключ на транзисторе *VT1* закрывается отрицательным кадровым импульсом, что позволяет выделить СЦС и подавить цветоразностные сигналы. Сигналы цветовой синхронизации усиливаются транзистором *VT3*, контур в коллекторной цепи которого, настроенный на полустрочную частоту, выполняет функции резонансного накопителя, выделяющего первую гармонику СЦС и подавляющего синусоидальную помеху. На эмиттере амплитудного детектора *VT4* выделяются следующие с полустрочной частотой отрицательные импульсы. Они поступают на установочный вход *R* счетного триггера T2, обеспечивая при необходимости коррекцию его фазы. Эти же импульсы проходят на вход *S* второго триггера T1, который работает как RS-триггер, служащий выключателем цветности, и переводят его в состояние, когда канал цветности включен. Выброс от фронта кадрового импульса, получившийся в результате дифференцирования конденсатором *C8*, переводит RS-триггер во второе устойчивое состояние, соответствующее выключению канала цветности. Чтобы СЦС беспрепятственно поступали на вход БЦС, независимо от состояния выключателя цветности, канал цветности дополнительно открывается кадровыми импульсами.

Рассмотренный кадровый БЦС обеспечивает достаточную помехозащиту и практически не содержит регулируемых органов (контур *L1C3*, имеющий низкую добротность, устанавливается на модуль уже настроенным).

Блок цветовой синхронизации микросхемы TCA640 (К174ХА9). Часть электрической схемы микросхемы TCA640, соответствующая БЦС, приведена на рис.2.93. Счетный триггер, выполненный на транзисторах *VT40, VT43*, переключается стробирующими импульсами, поступающими на базы транзисторов через разделительные цепи на транзисторах *VT41, VT42* и диодах *VD3, VD4*. Через эмиттерный повторитель *VT45* меандр полустрочной частоты выводится на контакт 12 микросхемы и одновременно подается на транзистор *VT50*, образующий с *VT46* дифференциальный переключатель тока. Ток в эмиттерные цепи этих транзисторов поступает от амплитудного детектора *VT48*, в базовой цепи которого включен резонансный контур *L1C1*, настроенный на частоту одного из СЦС, например строчных вспышек d_B. Сигналы цветовой синхронизации поступают на базу *VT48* через *R55* от ключевой схемы, не показанной на рисунке. На нагрузочных резисторах *R68* и *R71* выделяются продетектированные отрицательные импульсы от вспышек d_R и d_B.

Импульсы интегрируются внешними конденсаторами *C2* и *C3*. Напряжения на конденсаторах получаются тем меньшими, чем больше амплитуда вспышек на контуре *L1C1*. При приеме сигнала СЕКАМ разность напряжений составляет примерно 0,25 В. Когда фаза правильная, напряжение на *C3* меньше, чем на *C2*.

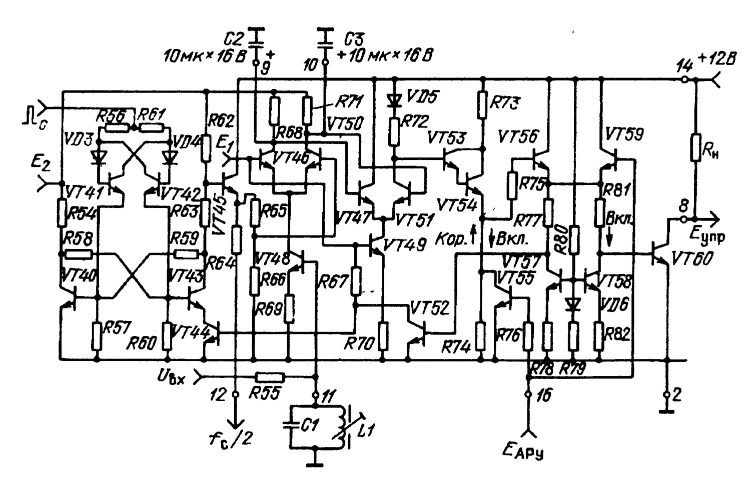


Рис.2.93. Электрическая схема БЦС микросхемы TCA640

Разностное напряжение усиливается дифференциальным усилителем на транзисторах *VT47*, *VT51*. Если фаза коммутации правильная, получается положительное приращение напряжения на коллекторе *VT51*. Это приращение проходит через усилитель постоянного тока *VT53*, *VT54*, *VT56* и закрывает транзистор *VT60*. С внешнего сопротивления нагрузки $R_н$ в коллекторной цепи этого транзистора снимается управляющее напряжение $E_{упр}$, открывающее канал цветности. При неправильной фазе коммутации напряжение на *C3* становится больше, чем на *C2*. Отрицательное приращение напряжения на коллекторе *VT51* открывает *VT60* ($E_{упр} = 0$) и закрывает транзистор *VT44*, что блокирует работу счетного триггера. Триггер перестает работать в состоянии, когда напряжение на коллекторе *VT43* больше, чем на коллекторе *VT40*. Открывается транзистор *VT50*, и начинается разрядка конденсатора *C3*, которая происходит до тех пор, пока транзистор *VT44* не откроется и триггер вновь не начнет работать. Если опять его фаза будет неверной, процесс повторится. В режиме СЕКАМ вывод 16 микросхемы заземлен и транзистор *VT59* не оказывает влияния на ее работу.

Блок цветовой синхронизации микросхемы TDA3520 (К174ХА16). Основу БЦС (рис.2.94) составляет ЧД на транзисторах *VT1–VT7*. Транзистор *VT1* открывается узкими стробирующими импульсами (длительность 1 мкс), которые формируются внутри микросхемы и соответствуют задней части строчного защитного пакета поднесущей, где переходные процессы уже завершились. На базу *VT2* поступает сигнал цветности с выхода системы АРУ, входящей в состав микросхемы. Этот же сигнал проходит внешний фазовращатель (конденсатор *C1*, контур *C2L1*) и поступает на базы транзисторов *VT5*, *VT6*, которые вместе с *VT4*, *VT7* образуют аналоговый перемножитель.

Выходные сигналы перемножителя в виде биполярных импульсов полустрочной частоты подаются в эмиттерные цепи

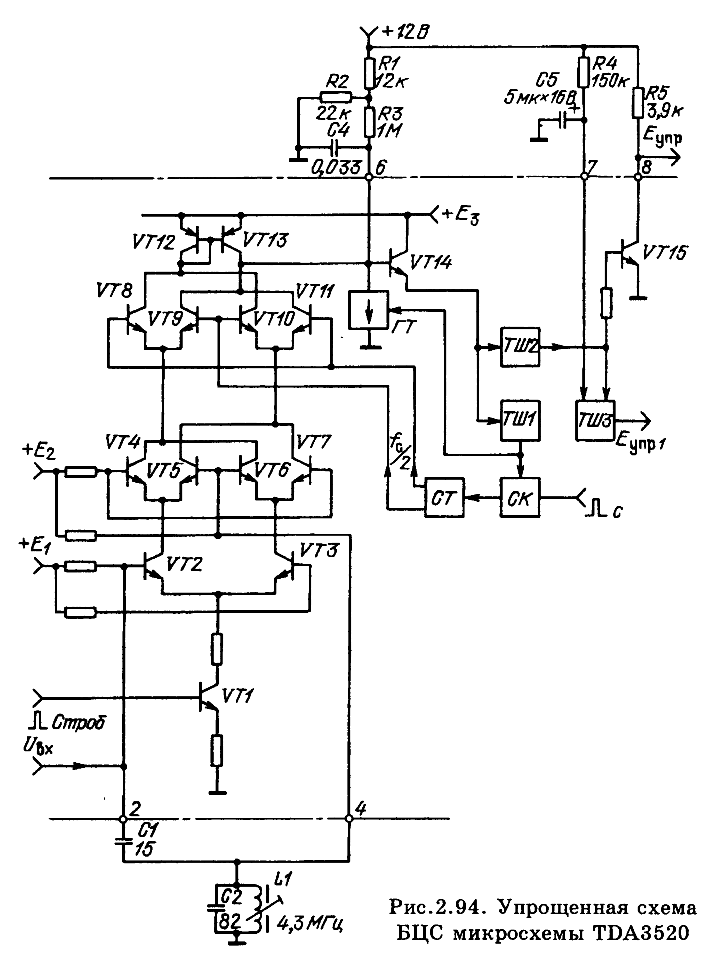


Рис.2.94. Упрощенная схема БЦС микросхемы TDA3520

транзисторов *VT8—VT11*, выполняющих функцию детектора полустрочной частоты ДПЧ. На базах *VT8, VT11* и *VT9, VT10* присутствуют противофазные меандры полустрочной частоты от счетного триггера СТ, управляемого по счетному входу строчными импульсами, проходящими через устройство коррекции СК. Нагрузкой детектора являются транзисторы *VT12* и *VT13*, включенные по схеме так называемого токового зеркала. Обычно такое соединение применяется в цепях стабилизации режима, и свое название оно получило потому, что ток, протекающий через коллектор *VT13*, оказывается близким по значению к заданному току коллектора *VT12*. В данном случае токовое зеркало увеличивает размах выходного сигнала. Если, например, через *VT12* протекает отрицательный импульс тока, а через *VT13* — положительный, то напряжение на переходе эмиттер — база *VT12*

падает. В результате закрывается транзистор *VT13*, его внутреннее сопротивление увеличивается и возрастает отрицательный импульс напряжения, снимаемый с коллектора *VT13*.

Когда принимается сигнал СЕКАМ, то в зависимости от фазы работы триггера СТ на коллекторе *VT13* выделяются следующие каждую строку положительные или отрицательные импульсы. Внешний конденсатор *C4* интегрирует эти импульсы, создавая положительное или отрицательное приращение напряжения на входах триггеров Шмитта ТШ1 и ТШ2. Если фаза коммутации неправильна, то импульсы имеют положительную полярность и напряжение на выводе *6* микросхемы увеличивается до момента срабатывания триггера ТШ1. Напряжение на выходе триггера возрастает, и устройство коррекции СК формирует дополнительный импульс, расположенный в активном интервале строки, который поступает на СТ и корректирует его фазу. Чтобы не могло произойти повторной коррекции, в блок введен генератор тока ГТ, соединенный с накопительным конденсатором *C4*. Генератор открывается триггером ТШ1 и разряжает *C4*. Напряжение на эмиттере *VT14* падает, и ТШ1 возвращается в исходное состояние. После коррекции фазы СТ полярность импульсов на коллекторе *VT13* меняется, что вызывает разрядку конденсатора *C4*. Когда напряжение на эмиттере *VT14* достигает порога срабатывания триггера Шмитта ТШ2, он переключается и закрывает транзистор *VT15*. Напряжение на коллекторе *VT15*, которое используется для включения режекторного фильтра в канале яркости, увеличивается до напряжения источника питания.

Цветоразностные каналы в TDA3520 открываются с помощью дополнительного триггера Шмитта ТШ3. Срабатывание ТШ3 от ТШ2 происходит с задержкой, определяемой постоянной времени цепи *R4C5*. Это сделано для того, чтобы к моменту появления сигналов на выходах микросхемы закончились переходные процессы в ЧД, выполненных в виде систем ФАПЧ.

2.2.9. Настройка и измерение основных параметров канала цветности СЕКАМ

В условиях промышленного производства канал цветности настраивают на специальном стенде, на который подаются сигналы от централизованных датчиков. Рассмотрим более простые методы настройки с использованием осциллографа, лампового вольтметра и полного сигнала СЕКАМ с модуляцией цветными полосами (или сигналом цветной испытательной таблицы).

Перед настройкой канал цветности подключают к источнику питания и с помощью вольтметра измеряют постоянные напряжения в контрольных точках, чтобы убедиться в исправности всех цепей. Затем на блок подают наобходимые импульсные сигналы.

Настройку начинают с корректора ВЧ предыскажений. Подав на вход канала полный цветовой видеосигнал СЕКАМ, мо-

дулированный цветными полосами, контролируют осциллографом форму сигнала на входе КВП. Чтобы исключить влияние измерительной головки на резонансную частоту цепи, лучше подключить осциллограф не непосредственно к контуру КВП, а после разделительного каскада, который обычно имеется в составе канала. Вращая сердечник в контуре КВП, добиваются минимальной амплитудной модуляции пакетов поднесущей. Если в составе КВП предусмотрен потенциометр, шунтирующий контур, то настройку производят поочередным вращением движка потенциометра и сердечника контура, каждый раз уменьшая до минимума амплитудную модуляцию в выходном сигнале.

В канале на микросхемах MCA640 и MCA650 (см. рис.10.1) после настройки КВП осциллограф подключают к выводу *1* MCA640 и, вращая движок потенциометра *R4*, балансируют электронный коммутатор поднесущей (в микросхеме) так, чтобы строчные и кадровые площадки гашения совпали с серединой пакетов поднесущей. Выполнив эту операцию, настраивают БЦС. Для этого осциллограф подключают к выводу *11* микросхемы. На экране осциллографа должны быть видны радиоимпульсы, соответствующие защитным пакетам поднесущей. Вращая сердечник в контуре *L2C8*, увеличивают до максимума амплитуду этих радиоимпульсов. Затем к выводу *8* микросхемы присоединяют вольтметр и, вращая в небольших пределах сердечник в контуре, устанавливают его в такое положение, когда напряжение на выводе *8* возрастает до 10...11 В.

В декодере на унифицированных модулях БЦС (рис.2.92) вообще не настраивают. Достаточно только проверить его работу. Для этого осциллограф подключают к выводу *6* микросхемы К155ЛА3 в модуле УМ2-1-1 и убеждаются в том, что в интервалах гашения по полям меандр полустрочной частоты подавлен. Затем проверяют поступление сигналов опознавания на вывод *6* модуля от ЧД *R—Y*. Далее вход осциллографа переносят на коллектор *VT3* (модуль УМ2-1-1). Сигнал должен иметь вид радиоимпульсов, повторяющихся с частотой полей и имеющих размах не менее 10 В. Затем измерительную головку осциллографа подключают к эмиттеру *VT4*. Здесь должны наблюдаться отрицательные полупериоды радиоимпульсов. После этого контролируется сигнал на выводе *17* модуля. Если БЦС работает правильно, в активные интервалы полей напряжение на этом выводе составляет примерно 3,5 В, а в интервалы времени от начала гасящего кадрового импульса до начала СЦС напряжение близко к нулю.

Для настройки БЦС канала цветности на микросхеме К174ХА16 (TDA3520) (см. рис.10.2) осциллограф подсоединяют к выводу *4*, а вольтметр — к выводу *6*. Вращая сердечник в контуре *L4C11* вблизи от положения, соответствующего резонансу, добиваются уменьшения напряжения на выводе *6* до 3...4 В, что соответствует включению канала цветности.

После настройки БЦС выравнивают размахи прямого и задержанного сигналов цветности, поступающих на входы ЧД. Для этого в канале на MCA640 и MCA650 (см. рис.10.1) вращают

движок потенциометра *R12*, контролируя размахи сигналов цветности на выводах *1* и *3* MCA650 с помощью осциллографа.

Затем настраивают ЧД. На вход канала подают полный сигнал СЕКАМ, модулированный сигналом цветных полос. Осциллограф подключают к выходу одного из ЧД. На экране осциллографа должен наблюдаться цветоразностный сигнал. Вращая сердечник в контуре дискриминатора (*L5* или *L6* на рис.10.1), совмещают уровни цветоразностного сигнала на белой и черной полосах с уровнем сигнала в интервале гашения поднесущей. Более точно нулевые частоты дискриминаторов подстраивают по цвету неокрашенных участков изображения на экране телевизора. Предварительно в телевизоре должен быть настроен баланс белого. Включая и выключая канал с помощью ручного выключателя цветности, контролируют цветовой тон неокрашенных участков изображения (например, белых участков цветной испытательной таблицы). Если цвет не меняется, ЧД настроены правильно. Если же при включении канала белая полоса слегка окрашивается, подстраивают нулевые частоты дискриминаторов сердечниками в контурах.

После настройки нулевых частот устанавливают номинальные размахи цветоразностных сигналов. В канале цветности на рис.10.1 для этого служат потенциометры *R24* и *R25* в эмиттерных цепях транзисторов *VT1* и *VT2*. Наблюдая с помощью осциллографа формы цветоразностных сигналов, резисторами *R18* и *R19*, входящими в фильтры КНП, добиваются получения требуемой длительности цветовых переходов.

В канале цветности на микросхеме К174ХА16 (см. рис.10.2) с помощью потенциометров *R17* и *R19* совмещают в цветоразностных сигналах уровни черного на интервалах гашения и при передаче защитных пакетов поднесущей. Затем потенциометром *R26* устанавливают необходимое соотношение размахов цветоразностных сигналов.

Существует метод, позволяющий по изображению одной осциллограммы контролировать и настраивать все основные параметры канала цветности СЕКАМ. Для этого используется так называемая векторограмма цветоразностных сигналов [2.79, 2.80]. На вертикальный и горизонтальный усилители осциллографа подают сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} с выходов канала цветности. Изображение сигнала цветных полос на экране осциллографа принимает вид векторограммы, приведенной на рис.2.95,*а*. Точки на векторограмме соответствуют плоским участкам цветоразностных сигналов, а соединяющие эти точки линии — цветовым переходам. Несимметрия векторограммы в горизонтальном или вертикальном направлении (рис.2.95,*б*) свидетельствует о нелинейности соответствующего ЧД. Расщепление точки в центре векторограммы означает неточную настройку нулевых частот. Погрешность в настройке КВП приводит к искривлению линий, соединяющих точки векторограммы (рис.2.95,*в*). Наконец, перекрестные искажения по цветовым поднесущим превращают точки векторограммы в замкнутые кривые — циклограммы на вершинах шестиугольника. Поэтому по векторограмме

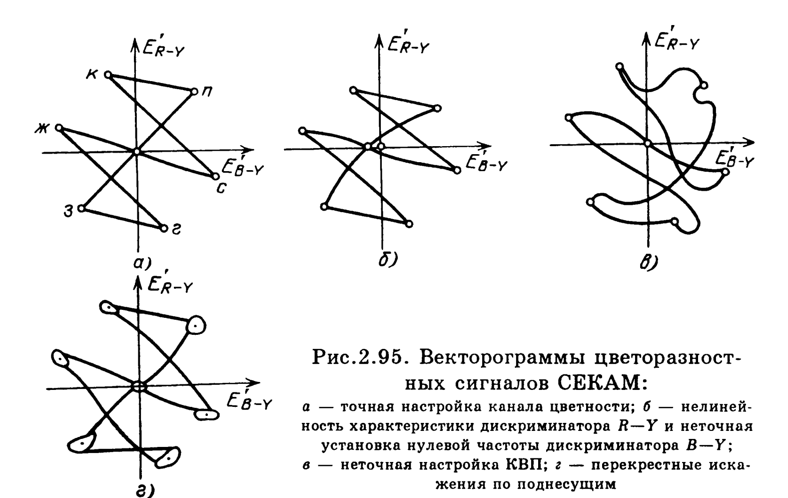


Рис.2.95. Векторограммы цветоразностных сигналов СЕКАМ:
а — точная настройка канала цветности; *б* — нелинейность характеристики дискриминатора *R—Y* и неточная установка нулевой частоты дискриминатора *B—Y*; *в* — неточная настройка КВП; *г* — перекрестные искажения по поднесущим

можно не только определить дефекты настройки канала цветности, но и измерить ряд параметров канала. Например, если центральная точка векторограммы расщеплена в вертикальном направлении на значение ΔU_R, то расстройка частотного детектора *R—Y* составляет

$$\Delta f' = 2\Delta U_R F_R \,/\, E'_{R-Y}\,, \qquad (2.68)$$

где E'_{R-Y} — размах сигнала на выходе канала цветности; F_R — девиация частоты поднесущей в сигнале U_R.

Практически для настройки канала цветности по векторограмме изготовляется трафарет, укрепляемый перед экраном осциллографа. На трафарет наносят зоны допусков на нелинейность, уходы нулевых частот, неточность настройки КВП. Вращая соответствующие органы подстройки канала цветности, добиваются совмещения векторограммы с зонами допусков на трафарете.

Рассмотрим теперь традиционные методы измерения параметров канала цветности. При измерениях используется полный цветовой видеосигнал СЕКАМ, модулированный сигналом цветных полос. В соответствии с рекомендацией МККР [2.81] сигналы цветных полос обозначаются четырьмя цифрами, первая и вторая из которых соответствуют уровням белого и черного в сигнале яркости, а третья и четвертая — максимальному размаху и уровню черного в сигнале цветности. Например, запись 75/0/25/0 означает сигнал цветных полос, в котором уровень белого соответствует размаху сигнала яркости 75 %, а амплитуды цветоразностных сигналов составляют 25 %. В дальнейшем для сокращения записи будем называть полный цветовой видеосигнал СЕКАМ с модуляцией сигналом цветных полос испытательным сигналом цветных полос, указывая его спецификацию.

Точность настройки КВП. На вход канала цветности подают испытательный сигнал цветных полос 75/0/75/0. К выходу КВП через буферный каскад в виде эмиттерного повторителя под-

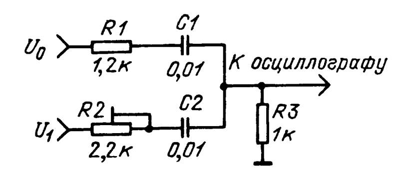


Рис.2.96. Переходная цепь для измерения фазовой задержки в канале цветности

ключают измерительную головку осциллографа. Измеряют минимальный *A1* и максимальный *A2* размахи пакетов поднесущей в пределах одной строки. Подавление остаточной амплитудной модуляции в сигнале вычисляется по формуле (2.16).

Глубина ограничения сигнала цветности. Через широкополосный усилитель и регулируемый калиброванный аттенюатор на вход канала подают испытательный сигнал цветных полос 75/0/75/0. Устанавливают номинальную амплитуду входного сигнала и осциллографом на одном из выходов канала измеряют амплитуду выходного цветоразностного сигнала. С помощью аттенюатора изменяют в заданных пределах (например, +6; −20 дБ) амплитуду входного сигнала. Изменение амплитуды выходного сигнала не должно превышать значения, заданного в нормах (например, ≤±10 %).

Время фазовой задержки в канале цветности. Через переходную цепь, показанную на рис.2.96, осциллограф подключают к выходам прямого и задержанного каналов. На вход канала цветности подают от генератора синусоидальный сигнал с частотой 4,4336 МГц. Частота сигнала контролируется частотомером. Меняя в небольших пределах частоту входного сигнала и регулируя размах задержанного сигнала резистором *R2*, добиваются получения на выходе цепи нулевых биений и фиксируют при этом значение частоты сигнала f_0. Значение фазовой задержки, создаваемой УЛЗ вместе с цепями согласования, определяют по формуле

$$\tau = 283{,}5 \,/\, f_0 \,. \qquad (2.69)$$

Сквозная демодуляционная характеристика канала цветности. На вход канала подают синусоидальный сигнал от генератора через фильтр, АЧХ которого соответствует характеристике цепи ВЧ предыскажений в кодере (2.2). Частота сигнала контролируется частотомером. Амплитуда входного сигнала должна лежать в пределах, соответствующих нормальной работе ограничителя. Канал цветности открывают, блокируя действие БЦС. К одному из выходов канала подключают вольтметр. Меняя частоту входного сигнала от 3 до 6 МГц, измеряют для каждого значения частоты постоянное напряжение на выходе канала. Строят демодуляционную характеристику. Измерения повторяют для второго выхода канала.

Точность настройки нулевых частот детекторов. Включают аппаратуру, как для измерения сквозной характеристики, но без фильтра ВЧ предыскажений. К одному из выходов канала подключают осциллограф. Чувствительность осциллографа устанавливают 5 мВ/см. На экране осциллографа будут видны постоян-

ный уровень, соответствующий активному интервалу строки, и импульсы на интервалах гашения по строкам. Плавно меняя частоту генератора, добиваются уменьшения до минимума амплитуды импульсов. Определяют с помощью частотомера значение частоты f. Расстройка частотного детектора будет составлять

$$\Delta f = f - f_0 ,$$

где f_0 = 4,406 МГц для выхода $R-Y$ и 4,25 МГц для выхода $B-Y$.

Переходные характеристики канала цветности. На вход канала подают испытательные сигналы цветных полос 25/0/25/0 и 75/0/75/0. Для каждого типа сигнала и каждого выхода канала цветности осциллографом измеряют длительность фронта на переходе "зеленый—пурпурный" по уровням 10...90 %.

Разнояркость строк от эхо-сигналов в УЛЗ и неточной установки амплитуды задержанного сигнала. На вход канала подают измерительный сигнал цветных полос 75/0/75/0 номинальной амплитуды. Осциллограф подключают к одному из выходов канала, и его развертку регулируют так, чтобы строчный интервал на экране занимал расстояние 3...5 мм. Получается изображение цветоразностного сигнала за несколько десятков строк. Разнояркость проявляется в виде зазубренности верхней и нижней границ сигнала. Измеряются значение этой зазубренности ΔU и размах сигнала E. Значение разнояркости определяется по формуле

$$\delta_р = \frac{\Delta U}{E} \cdot 100\% . \quad (2.70)$$

Перекрестные искажения по поднесущим. Для обеспечения необходимой точности измерение рекомендуется проводить при выключенном блоке разверток.

На вход канала цветности подают измерительный сигнал цветных полос 75/0/75/0. На одном из выходов канала осциллографом измеряют размах цветоразностного сигнала E. В кодере СЕКАМ включают модуляцию сигналом "белое поле" и отключают поступающий на кодер от ГЦП сигнал E'_G. На экране осциллографа наблюдают сигнал пурпурного поля, который выглядит как постоянная составляющая с синусоидальной насадкой, обусловленной перекрестными искажениями. Развертку осциллографа регулируют так, чтобы получить изображение прямой и задержанной строк. Измеряют размах насадок ΔU раздельно в прямом и задержанном сигналах. Чтобы при измерении насадок уменьшить помехи от блока развертки и источника питания, осциллограф подключают к каналу цветности через полосовой фильтр с резонансной частотой 330 кГц. Подавление перекрестных искажений

$$\delta_п = 20 \log \frac{E}{\Delta U} \text{ [дБ]}. \quad (2.71)$$

Измерения повторяют для второго выхода канала.

Подавление цветовой поднесущей в цветоразностных сигналах. На вход канала подают измерительный сигнал цветных полос 75/0/75/0. В выходных цветоразностных сигналах с помощью осциллографа измеряют размах синусоидальной насадки ΔU, вызванной прохождением цветовой поднесущей, и номинальный размах сигнала. Подавление поднесущей

$$\delta = 20\log\frac{E}{\Delta U}\ [\text{дБ}]. \tag{2.72}$$

Оценка работы БЦС. На вход канала через широкополосный усилитель и калиброванный аттенюатор подают испытательный сигнал цветных полос 75/0/75/0. Меняют размах выходного сигнала в заданных пределах. Убеждаются в том, что канал цветности остается включенным. В кодере периодически выключают и включают цветовую поднесущую. Канал цветности должен соответственно выключаться и включаться без заметного запаздывания. Вводят в сигнал помеху в виде белого шума. Увеличивают уровень помехи до отношения сигнал-шум 10 дБ. Канал цветности не должен выключаться. Вместо сигнала СЕКАМ на вход канала подают синусоидальный сигнал с размахом, равным номинальному размаху цветовой поднесущей. Меняют частоту сигнала от 3 до 5 МГц. Канал цветности не должен включаться.

Глава 3
Канал цветности ПАЛ

3.1. Функциональные схемы канала цветности ПАЛ

В подавляющем большинстве серийно выпускаемых телевизоров ПАЛ применяется стандартный канал цветности с линией задержки, упрощенная функциональная схема которого приведена на рис.1.14. Рассмотрим более полную функциональную схему такого канала, показанную на рис.3.1.

Сигнал поступает в канал через полосовой фильтр ПФ1, выделяющий сигнал цветности и подавляющий низкочастотные составляющие сигнала яркости. Для лучшего разделения этих сигналов может использоваться гребенчатый фильтр (см. гл.5). При прохождении сигнала ПАЛ по линиям связи из-за неравномерности их АЧХ амплитуда цветовой поднесущей может уменьшиться. Система АРУ, имеющаяся в радиоканале, не компенсирует такие искажения, так как она реагирует на амплитуду сигнала яркости. Поэтому в канал цветности вводят специальную

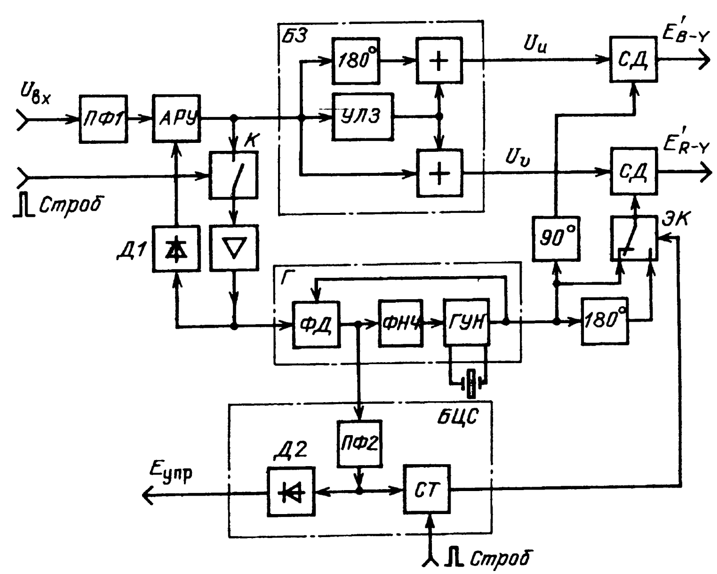


Рис.3.1. Функциональная схема канала цветности ПАЛ с линией задержки

АРУ цветности, которая управляется амплитудой вспышек. Для этого служит детектор Д1. Сигнал, прошедший АРУ, поступает в блок задержки. Разделенные этим блоком составляющие U_u и U_v подаются на входы двух синхронных детекторов СД, осуществляющих демодуляцию цветоразностных сигналов.

Сигналы опорной поднесущей, необходимые для работы СД, вырабатываются генератором опорной поднесущей Г, содержащим кварцевый автогенератор, управляемый напряжением, ГУН, фазовый детектор ФД и фильтр нижних частот ФНЧ. Все эти элементы образуют систему ФАПЧ. Синусоидальный сигнал от ГУН сравнивается в фазовом детекторе со вспышками цветовой поднесущей, подводимыми через ключевой каскад К с выхода полосового усилителя. Сигнал на выходе фазового детектора ФД равен нулю, если синусоидальные входные сигналы сдвинуты по фазе на 90°.

Фаза вспышек имеет чередующиеся по строкам значения ±135° относительно оси $B-Y$. Поэтому если фаза сигнала ГУН совпадает с осью $R-Y$, то на выходе ФД выделяется прямоугольная волна напряжения полустрочной частоты, постоянная составляющая которого равна нулю. Если фаза опорного сигнала отклоняется от оси $R-Y$, то сигнал на выходе детектора смещается относительно оси времени. Постоянная составляющая этого сигнала проходит через ФНЧ на реактивный элемент ГУН и подстраивает фазу опорного сигнала до совпадения с осью $R-Y$. Опорный сигнал от генератора через фазовращатель на угол 90° поступает на синхронный детектор $B-Y$, где обеспечивает демодуляцию сигнала U_u. На синхронный детектор $R-Y$ опорный сигнал подается через электронный коммутатор ЭК, инвертирующий этот сигнал в каждой второй строке. Коммутатор управляется меандром полустрочной частоты, вырабатываемым триггером, входящим в состав БЦС. Если фаза триггера правильна, цветоразностный сигнал E'_{R-Y} на выходе синхронного детектора будет иметь такую же полярность, что и демодулированный сигнал E'_{B-Y}. При неправильной фазе триггера полярность сигнала E'_{R-Y} меняется. Для поддерживания правильной фазы коммутации служит БЦС, который вырабатывает также напряжение $E_{упр}$, необходимое для включения канала цветности.

На вход БЦС поступает сигнал полустрочной частоты с выхода фазового детектора. Этот сигнал проходит полосовой фильтр ПФ2 и корректирует фазу триггера СТ. Детектор Д2 формирует из сигнала полустрочной частоты постоянное напряжение $E_{упр}$, которое присутствует только при приеме сигнала ПАЛ.

В некоторых модификациях канала цветности ПАЛ вместо коммутации фазы опорного сигнала коммутируют фазу сигнала цветности U_v. Результат от этого не меняется.

Кроме рассмотренной схемы канала цветности с линией задержки, который называется $ПАЛ_Д$ (от слова **delay** — «задержка»), существует значительное количество других функциональных схем канала цветности ПАЛ. Рассмотрим основные из них.

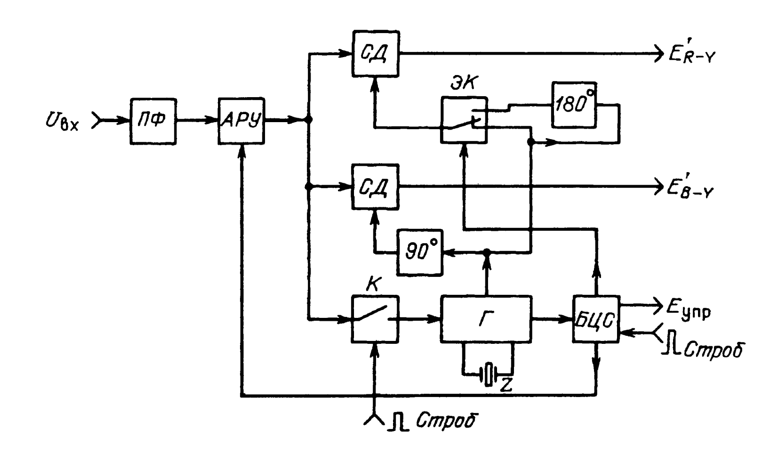


Рис.3.2. Функциональная схема канала цветности ПАЛс

Простой ПАЛ — ПАЛс (от слова **simple** — «простой»). Так называется канал цветности ПАЛ без линии задержки, функциональная схема которого дана на рис.3.2. Сигнал цветности с выхода системы АРУ, как и в телевизоре НТСЦ, подается непосредственно на синхронные детекторы. На вторые входы СД поступают опорные поднесущие, вырабатываемые таким же генератором, как в канале $ПАЛ_Д$. Если в канале передачи нет дифференциально-фазовых искажений, на выходах СД выделяются неискаженные цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}.

При наличии дифференциально-фазовых искажений сигнал цветности поворачивается на угол γ относительно фазы вспышки, как это показано на рис.3.3. Так как опорный сигнал попрежнему имеет фазу, совпадающую с фазой неискаженной составляющей U_v, амплитуды цветоразностных сигналов на выходах синхронных детекторов изменятся. Например, в четных строках амплитуда сигнала E'_{R-Y} увеличится ($E'_{R-Y} = A\sin(\varphi+\gamma)$), а амплитуда E'_{B-Y} — уменьшится ($E'_{B-Y} = A\cos(\varphi+\gamma)$). На нечетных строках, наоборот, E'_{B-Y} увеличится, а E'_{R-Y} уменьшит-

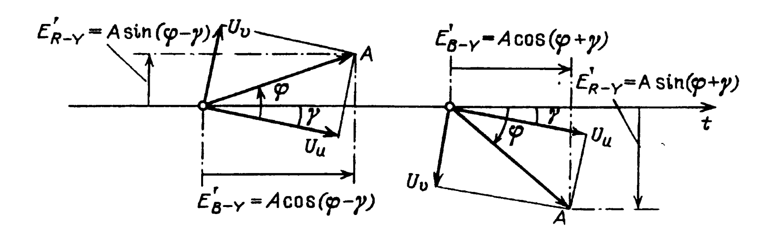


Рис.3.3. Векторограммы сигналов в канале ПАЛс при наличии дифференциально-фазовых искажений

ся [$E'_{B-Y} = A\cos(\varphi-\gamma)$; $E'_{R-Y} = A\sin(\varphi-\gamma)$]. В результате на соседних строках в каждом поле происходят противоположные по знаку и одинаковые по значению изменения цветового тона. Например, яркие неокрашенные участки изображения приобретают на соседних строках пурпурную и зеленоватую окраску. При наблюдении с достаточно большого расстояния зрительный аппарат усредняет эти искажения, и цветовые погрешности компенсируются. Однако при наблюдении с меньшего расстояния различие в цветовом тоне соседних строк воспринимается как разнояркость (эффект жалюзи). Эти искажения усиливаются из-за нелинейности характеристик кинескопа и чересстрочной структуры растра. При совмещении двух полей знак ошибки в цветовом тоне меняется не через строку, а через две строки, т.е. эффект жалюзи становится более заметным. Из-за этих дефектов канал ПАЛс не нашел практического применения.

Новый ПАЛ (ПАЛн). Функциональная схема этого канала дана на рис.3.4. Отличие его от канала ПАЛд состоит в способе формирования сигнала опорной поднесущей. На выходе блока задержки составляющие U_u и U_v сигнала цветности разделяются. Фазы этих составляющих оказываются постоянными и равными соответственно 0 и ±90°. При наличии дифференциально-фазовых искажений фазы составляющих U_u и U_v изменяются на угол γ, что приводит в канале ПАЛд, как это было показано в гл.1, к уменьшению размахов демодулированных сигналов E'_{B-Y} и E'_{R-Y} в $\cos\gamma$ раз, т.е. к уменьшению цветовой насыщенности. Идея канала ПАЛн состоит в том, что на прямом ходу по строкам генератор опорной поднесущей непрерывно синхронизируется сигналом, полученным из составляющих U_u и U_v. Тем самым ликвидируется фазовый сдвиг γ между опорным сигналом и сигналом цветности, вызванный дифференциально-фазовыми искажениями в канале передачи.

Коммутатор ЭК, включенный после системы АРУ цветности, отделяет вспышку от сигнала цветности. Вспышка поступает на сумматор С, а сигнал цветности — в блок задержки. На выходе блока задержки выделяются компоненты U_u и U_v, показанные на рис.3.5,*а* и *б*. Фазовой модуляции в этих сигналах нет, но из-

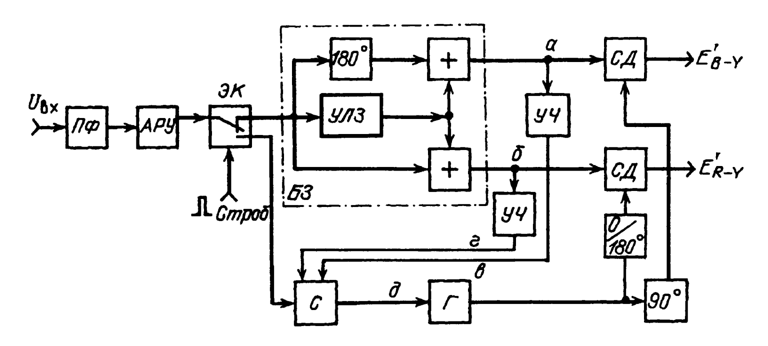


Рис.3.4. Функциональная схема канала ПАЛн

за применения балансной модуляции изменение полярности модулирующего сигнала приводит к инвертированию сигнала цветности (момент t_1 на рис.3.5,*а*). Чтобы исключить влияние такого инвертирования, составляющие U_u и U_v пропускают через звенья удвоения частоты УЧ в виде двухполупериодных выпрямителей без фильтров. Полярность включения диодов в удвоителях частоты сигналов U_u и U_v выбрана различной. Поэтому на выходах удвоителей получаются разнополярные импульсные сигналы (рис.3.5,*в* и *г*). В сумматоре С эти сигналы складываются, образуя пилообразный сигнал (рис.3.5,*д*), который поступает на генератор Г опорной поднесущей, выполненный в виде резонансного каскада, работающего в режиме деления частоты на два. Чтобы исключить двузначность фазы этого сигнала, в интервале гашения по строкам на генератор поступает вспышка.

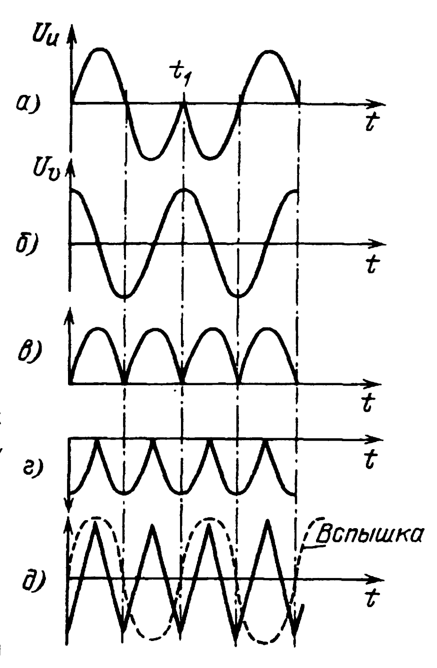


Рис.3.5. Формирование опорного сигнала в канале ПАЛн

На прямом ходу по строкам резонансный каскад затягивается сигналом (рис.3.5,*д*), сохраняя фазу вспышки (штриховая кривая на рис.3.5,*д*). При этом сигнал на выходе резонансного каскада непрерывно отслеживает отклонения фазы, вызванные дифференциально-фазовыми искажениями. В результате опорный сигнал оказывается синфазным с компонентой U_v при всех изменениях амплитуды сигнала яркости. Как и в канале ПАЛд, опорный сигнал на синхронный детектор *B–Y* подается через фазовращатель на 90° и через инвертирующий коммутатор ПАЛ — на синхронный детектор *R–Y*.

Добротность резонансного каскада выбирают из условий компромисса между быстродействием слежения за фазой сигнала цветности и помехозащищенностью. Из-за сложности канал ПАЛн находит применение только в профессиональной аппаратуре.

Канал цветности с коммутатором СЕКАМ [3.1]. Функциональная схема канала приведена на рис.3.6. Сигнал с выхода системы АРУ поступает на входы электронного коммутатора ЭК, на один непосредственно (рис.3.7,*а*), а на другой — через ли-

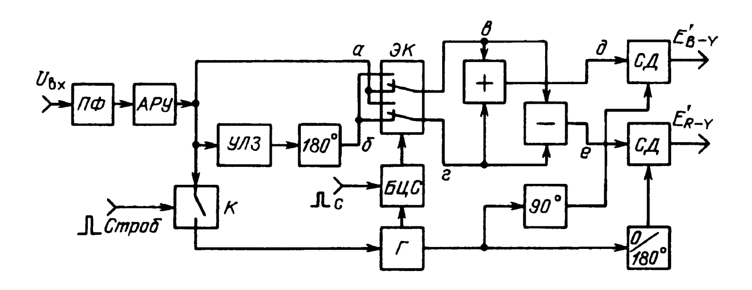


Рис.3.6. Канал цветности ПАЛ с коммутатором СЕКАМ

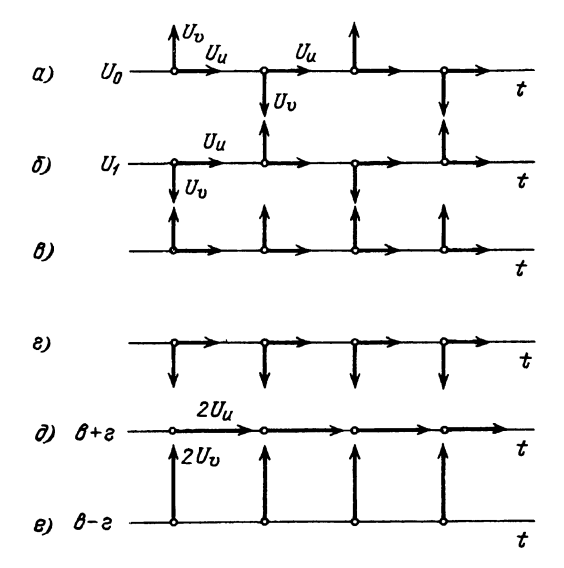


Рис.3.7. Эпюры сигналов в схеме на рис.3.6

нию задержки на время строки (рис.3.7,*б*). Коммутатор переключается сигналом полустрочной частоты, вырабатываемым блоком цветовой синхронизации БЦС. На выходах ЭК получаются две последовательности сигналов, в одной из которых составляющая U_v во всех строках положительна (рис.3.7,*в*), а во второй (рис.3.7,*г*) — отрицательна. Эти последовательности складываются и вычитаются. На выходе сумматора выделяется составляющая U_u (рис.3.7,*д*), а на выходе вычитателя — составляющая U_v с постоянной фазой (рис.3.7,*е*). Поэтому в таком канале не требуется инвертировать фазу опорной поднесущей, подаваемой на синхронный детектор *R–Y*. Рассмотренный канал цветности удобен при создании двухстандартного канала ПАЛ/СЕКАМ.

Канал цветности ПАЛ с преобразованием квадратурной модуляции в фазовую. Предложен специалистами Вен-

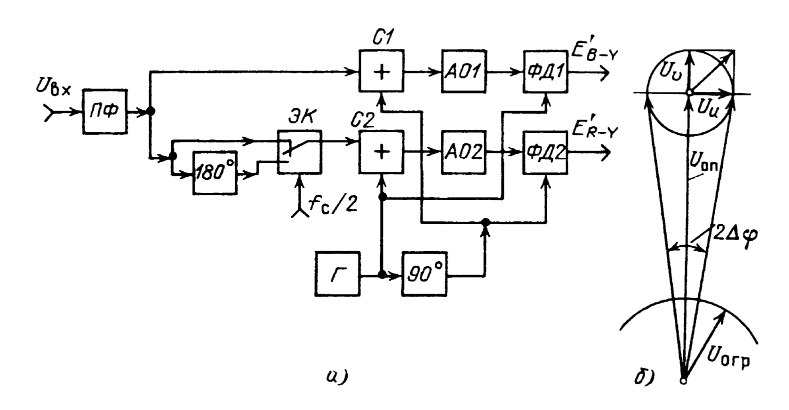


Рис.3.8. Канал цветности ПАЛ с преобразованием квадратурной модуляции в фазовую:
а — функциональная схема; б — векторограмма сигналов

грии [3.2]. Функциональная схема канала приведена на рис.3.8,*а*. После полосового фильтра ПФ сигнал цветности поступает на два сумматора, на С1 — непосредственно, а на С2 — через управляемый инвертор, состоящий из фазовращателя на угол 180° и коммутатора ЭК, переключаемого напряжением полустрочной частоты от триггера. На выходе ЭК фаза составляющей U_v становится постоянной. В сумматорах сигнал цветности складывается с опорными синусоидальными сигналами, вырабатываемыми генератором Г. Амплитуда этих сигналов много больше амплитуды сигнала цветности. На сумматор С1 в канале $B-Y$ опорный сигнал $U_{оп}$ подан, как это показано на рис.3.8,*б*, с фазой $R-Y$, а на сумматор С2 в канале $R-Y$ — с фазой $B-Y$. Результирующий сигнал становится модулированным по амплитуде и по фазе. Амплитудная модуляция подавляется ограничителями. На выходе ограничителя АО1 выделяется сигнал, модулированный по фазе составляющей U_u, а на выходе АО2 — сигнал, модулированный по фазе составляющей U_v. Эти сигналы демодулируются в фазовых детекторах ФД1 и ФД2.

Канал цветности на ПЗС. Используя приборы с зарядовой связью, можно выполнить не только блок задержки, но и большинство других узлов канала цветности ПАЛ [3.3]. Функциональная схема канала цветности на ПЗС приведена на рис.3.9. Для упрощения устройств задержки они включаются после демодуляторов (синхронных детекторов) СД.

Синхронные детекторы — это звенья ПЗС, в которых сигнал цветности ПАЛ дискретизируется с помощью тактовых импульсов, фаза которых жестко связана с фазой опорной поднесущей. Опорная поднесущая от генератора, управляемого вспышками ПАЛ, поступает на два входа канала цветности. На первом входе поднесущая $U_0 \sin\omega t$ имеет фазу сигнала U_u, а на втором — фазу сигнала U_v, которая инвертируется в каждой второй строке ($\pm U_0 \cos\omega t$). Так как ширина спектра цветоразностных сигна-

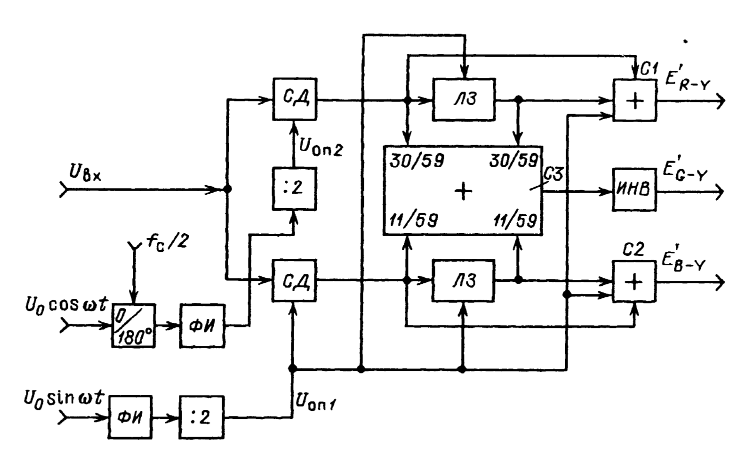


Рис.3.9. Функциональная схема канала цветности ПАЛ на ПЗС

лов составляет примерно 1 МГц, частота дискретизации должна быть около 2 МГц. Поэтому после формирования из опорной поднесущей тактовых импульсов в каскадах ФИ частоту импульсов делят на два.

На рис.3.10 показано положение во времени опорных импульсов, поступающих на детекторы *B–Y* (*б*) и *R–Y* (*в*), по отно-

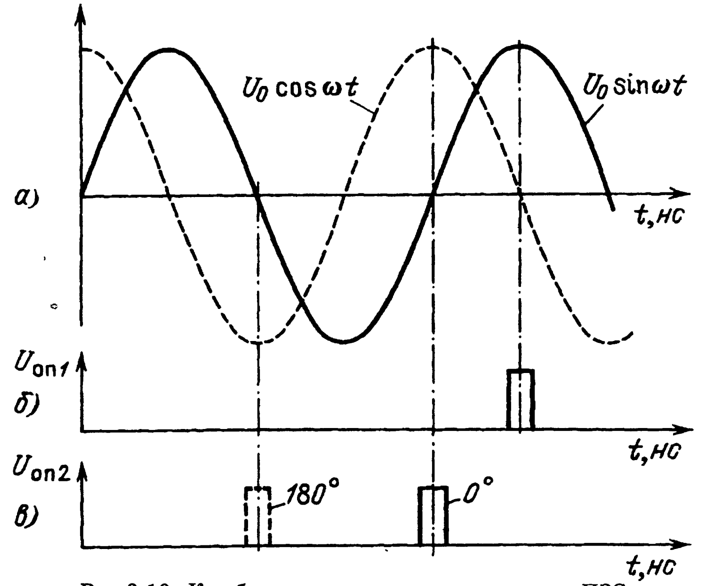


Рис.3.10. К работе синхронных детекторов на ПЗС:

а — сигнал цветовой поднесущей; б — положение дискретизирующего импульса для выделения составляющей sin *t* (E'_{B-Y}); в — положение дискретизирующего импульса для выделения составляющих +cos *t* (E'_{B-Y})

шению к цветовой поднесущей (*а*). Один тактовый импульс приходится на два периода поднесущей. После демодуляции дискретизированные аналоговые сигналы E'_{B-Y} и E'_{R-Y} задерживаются на строку двумя регистрами ПЗС (ЛЗ). Задержанные сигналы складываются с незадержанными в сумматорах С1 и С2, что обеспечивает компенсацию дифференциально-фазовых искажений. В состав канала цветности входит матрица сигнала E'_{G-Y}. Оба сумматора и матрица — это тоже приборы с зарядовой связью. На рис.3.11 показано, как с помощью двух входных электродов ПЗС разной ширины и одного выходного сложить сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} в таком соотношении, что получится сигнал E'_{G-Y}.

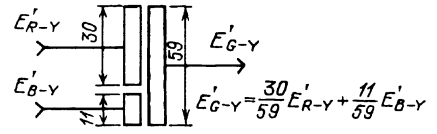


Рис.3.11. Матрица сигнала E'_{G-Y} в виде сумматора на ПЗС

Чтобы обеспечить одинаковую задержку всех трех цветоразностных сигналов, матрицирование сигнала E'_{G-Y} производят до сумматоров С1 и С2 (рис.3.9) с помощью сумматора С3, имеющего четыре входа. Суммирование ведется в соответствии с уравнением

$$-E'_{G-Y}=\frac{30}{59}\frac{1}{2}(E'_{R-Y})_{n+1}+\frac{30}{59}\frac{1}{2}(E'_{R-Y})_{n}+ \\ +\frac{11}{59}\frac{1}{2}(E'_{B-Y})_{n+1}+\frac{11}{59}\frac{1}{2}(E'_{B-Y})_{n}. \tag{3.1}$$

Здесь индекс n означает задержанный сигнал, а (n+1) — сигнал на входе регистра задержки.

Каналы цветности ПАЛ с цифровой обработкой сигналов. Описания различных типов демодуляторов цифрового канала ПАЛ содержатся в ряде публикаций. Рассмотрим схему демодулятора фирмы ИТТ [3.4].

Полный видеосигнал проходит АЦП и цифровой фильтр, разделяющий сигнал на яркостную E'_Y и цветовую $U_{цв}$ составляющие (рис.3.12). Аналоговый сигнал цветности на входе АЦП можно представить как сумму квадратурных составляющих U_u и U_v (рис.3.13,*а*,*б*). Генератор опорного сигнала Г вырабатывает тактовые импульсы (рис.3.13,*в*), имеющие частоту в 4 раза выше, чем частота цветовой поднесущей, и синхронизированные по фазе с помощью ФАПЧ сигналами вспышек. Дискретизация аналогового сигнала в АЦП происходит в начале тактовых импульсов (моменты t_1, t_2, t_3 на рис.3.13,*а*). Полученное значение цифрового сигнала на выходе АЦП поддерживается до начала следующего тактового импульса. В результате того, что поднесущая синфазна с тактовыми импульсами, а составляющие U_u и U_v квадратурны, получается разделение во времени цифровых компонент U_u и U_v. Так, в момент t_1 составляющая U_u проходит через нуль и на выходе АЦП формируется цифровая составляю-

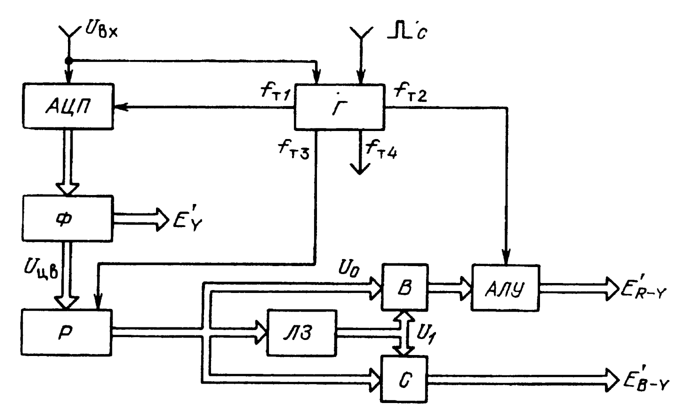


Рис.3.12. Функциональная схема цифрового канала цветности ПАЛ

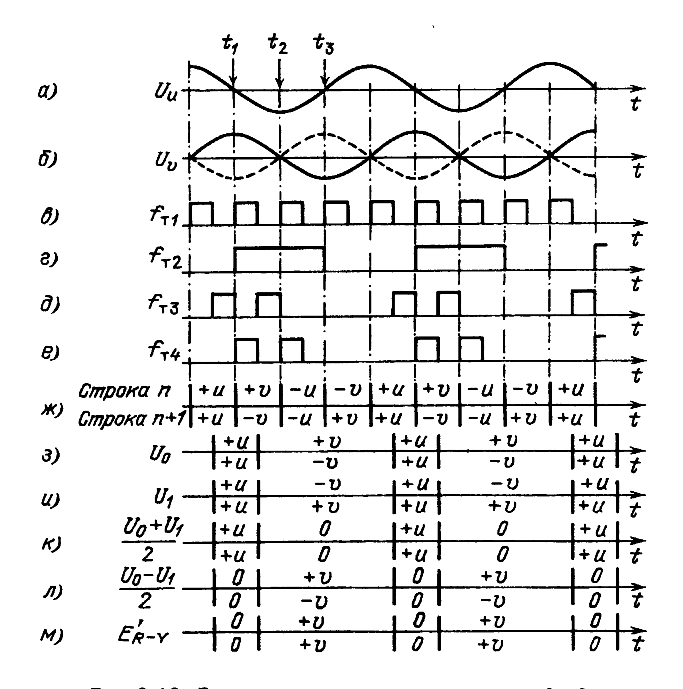


Рис.3.13. Эпюры сигналов в схеме на рис.3.12

щая сигнала U_v (рис.3.13,ж). В момент t_2 аналоговая компонента U_v всегда равна нулю, поэтому на интервале t_2–t_3 выделяется только цифровая составляющая U_u. Так как фаза аналогового сигнала U_v меняется от строки к строке на 180°, меняется и знак цифровой компоненты U_v. На рис.3.13,ж в виде дробей показа-

ны значения цифровых сигналов цветности для двух смежных строк: n и n+1.

В генераторе кроме основного тактового сигнала $f_{т1}$ путем логических преобразований формируются еще три типа тактовых сигналов ($f_{т2}$, $f_{т3}$ и $f_{т4}$), форма которых показана на рис.3.13,*г–е*. Тактовый сигнал $f_{т3}$ подан на счетный вход регистра-защелки Р (рис.3.12), на сигнальный вход которого подан цифровой сигнал цветности (рис.3.13,ж). Сигнал записывается в регистр в момент прохождения фронта тактового импульса и поддерживается на выходе до прихода следующего тактового импульса. Получается последовательность цифровых сигналов, приведенная на рис.3.13,*з*. Эта последовательность U_0 подается на вход линии задержки на строку ЛЗ, выполненную в виде сдвигового регистра. На выходе ЛЗ формируется последовательность U_1 (рис.3.13,*и*). Сложением в сумматоре С и вычитанием в блоке В цифровых сигналов U_0 и U_1 обеспечивается, как и в аналоговом канале цветности ПАЛ, разделение составляющих U_u и U_v на два сигнала, как это показано на рис.3.13,*к* и *л*. В пределах каждого периода поднесущей присутствует как компонента U_u, так и U_v, хотя каждая из них занимает лишь часть периода. Составляющая U_v меняет знак каждую вторую строку. Чтобы устранить инвертирование сигнала U_v, используется арифметико-логическое устройство АЛУ, управляемое от Г тактовыми импульсами $f_{т2}$ (рис.3.13,*г*). На выходе АЛУ выделяется цифровой сигнал E'_{R-Y} с постоянным знаком (рис.3.13,*м*).

Таким образом, цифровой сигнал цветности ПАЛ может демодулироваться относительно простыми средствами, что обусловлено постоянством частоты цветовой поднесущей и синфазностью вспышек с тактовым сигналом. По существу, в рассмотренном устройстве функции демодулятора ПАЛ выполняет АЦП, на выходе которого выделяются чередующиеся с тактовой частотой цифровые сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}.

В 1981 г. фирма ИТТ разработала комплект БИС «Диджит 2000», обеспечивающий в телевизоре ПАЛ цифровую обработку видеосигнала, сигнала звукового сопровождения, синхронизацию разверток и формирование кадрового отклоняющего сигнала [2.12]. Функции декодера ПАЛ выполняют три БИС, упрощенные структурные схемы которых приведены на рис.3.14.

Полный аналоговый сигнал с выхода видеодетектора поступает на АЦП, входящий в состав СБИС VCU2133. Сигнал тактовой частоты $f_т$, равной учетверенному значению частоты цветовой поднесущей (17,73 МГц), вырабатывается отдельной микросхемой MCU2632, содержащей систему ФАПЧ с кварцевым автогенератором. На выходе АЦП выделяется семиразрядный цифровой сигнал. Обычно для представления видеосигнала в цифровой форме требуется восемь разрядов. Чтобы упростить микросхему, АЦП сделали семиразрядным, а опорное напряжение на его входе на каждой второй строке меняют на половину шага дискретизации. При просмотре передачи чередующиеся значения яркости интегрируются зрительным аппаратом, создавая впечатление восьмиразрядного разрешения. Цифровой сиг-

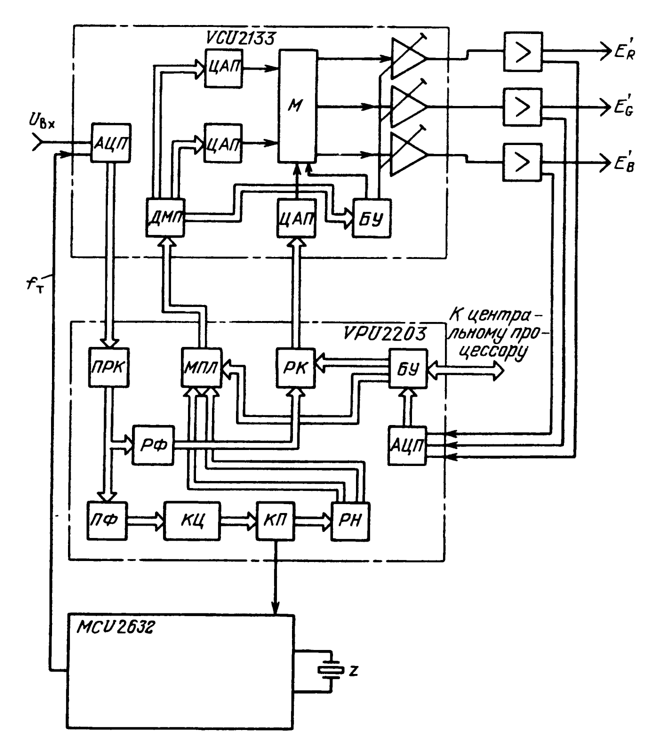


Рис.3.14. Функциональная схема цифрового декодера ПАЛ фирмы ИТТ

нал по шине подается в микросхему VPU2203, где код Грея в преобразователе кодов ПРК переводится в двоичный.

Затем разделяются сигналы яркости и цветности. Для этого применены полосовой ПФ и режекторный РФ цифровые фильтры нерекурсивного типа. В состав РФ входят дополнительные регулируемые звенья (апертурный корректор), меняющие уровень сигнала на частоте 3 МГц в пределах +10...−3 дБ, что позволяет телезрителю регулировать четкость изображения. Полосовой фильтр ПФ сигнала цветности имеет АЧХ синусоидальной формы, частота максимума которого может регулироваться в некоторых пределах по цифровой шине. Такая регулировка позволяет компенсировать искажения АЧХ радиоканала. Так как максимальная амплитуда поднесущей составляет 0,68 размаха полного видеосигнала, число разрядов в канале цветности сокращено до шести. Сигнал яркости после цифрового режекторного фильтра и апертурного корректора проходит регулятор контрастности РК, представляющий собой цифровой перемножитель. Коэффициент, на который умножаются текущие отсчеты цифрового сигнала яркости, устанавливается потенциометром оперативной регулировки контрастности через централь-

ный процессор и блок управления БУ микросхемы. С выхода перемножителя сигнал яркости возвращается в микросхему VCU2133, где преобразуется в аналоговую форму и поступает на аналоговую матрицу *RGB* (М).

Цифровой сигнал цветности с выхода ПФ подается в канал цветности КЦ ПАЛ. Канал цветности, как и в аналоговом телевизоре, содержит цепь АРУ, устройство усреднения сигнала для компенсации фазовых искажений и синхронные демодуляторы. Основу АРУ составляет перемножитель, управляемый амплитудой вспышки. Для усреднения сигнала используется цифровое устройство задержки сигнала на строку. Период поднесущей ПАЛ составляет $T = 10^{-6}/4{,}4336 = 0{,}2255$ мкс. На интервале строки умещается $64/0{,}2255 = 283{,}75$ периода поднесущей, или $283{,}75 \cdot 4 = 1135$ периодов тактовой частоты. Такое число ячеек должен иметь каждый разряд устройства задержки. Так как ширина спектра сигнала цветности примерно вчетверо меньше, чем ширина спектра сигнала яркости, число отсчетов на строку в сигнале цветности может быть сокращено до 284, что существенно упрощает устройство задержки. Демодуляция сигнала, по-видимому, осуществляется в соответствии с рассмотренным патентом [3.3]. В микросхеме тактового генератора MCU2632 формируется сигнал с частотой, равной учетверенной частоте цветовой поднесущей. Затем эта частота делится на четыре и полученный сигнал в фазовом компараторе КП, входящем в микросхему VPU2203, сравнивается с частотой и фазой вспышки.

Цветоразностные цифровые сигналы в микросхеме VPU2203 проходят регулятор насыщенности РН, выполненный, как и РК, в виде перемножителя, и поступают на мультиплексор МПЛ. Применение МПЛ стало возможным в результате сокращения вчетверо числа отсчетов цветоразностных сигналов. Поэтому, используя тактовую частоту 17 МГц, можно по четырем проводам (три для текущей информации и один для сигнала синхронизации) передать поочередно два шестиразрядных сигнала. На интервале гашения по полю на МПЛ поступают информация от датчиков токов лучей кинескопа (для автоматического баланса белого) и данные о требуемой яркости изображения с процессора управления. Для перевода этой информации в цифровую форму служит дополнительный АЦП. Цифровые цветоразностные сигналы с выхода МПЛ вместе с дополнительной информацией по четырехразрядной шине подаются на микросхему VCU2133, где они проходят демультиплексор ДМП. Цветоразностные сигналы с помощью двух ЦАП преобразуются в аналоговую форму и поступают на матрицу М. Сигналы от датчиков токов лучей управляют устройством автоматического баланса темновых токов лучей кинескопа. Сигналы от центрального процессора обеспечивают оперативные регулировки и настройку баланса белого.

Испытания образцов цифровых телевизоров фирмы ИТТ показали, что по качеству изображения они не имеют заметных преимуществ по сравнению с обычными аналоговыми телевизорами ПАЛ. Для улучшения качества изображения по системе

ПАЛ недостаточно формально заменить аналоговые цепи на цифровые. Необходима дополнительная обработка сигнала, например повышение частоты кадровой развертки, подавление шумов, разделение сигнала яркости и цветности и т.д., что возможно только при использовании в телевизоре памятей на строку и поле.

В конце 80-х годов фирма ИТТ разработала микросхемы CVPU2234, ACVP2205 и DTI2250. Первая содержит декодер и вертикальный разделительный фильтр НТСЦ, вторая — вертикальные фильтры и декодеры ПАЛ и НТСЦ, а третья — цифровой корректор четкости. Применение этих микросхем несколько улучшает качество цветного изображения.

В 1986 г. фирма «Филипс» разработала комплект цифровых телевизионных микросхем серии 9000, который рассчитан на работу совместно с памятью на поле [2.13].

Функциональная схема цифрового декодера «Филипс» приведена на рис.3.15. Аналого-цифровой преобразователь АЦП типа PNA 7509 работает с тактовой частотой 20,25 МГц. Повышение тактовой частоты позволило увеличить число эффективных разрядов на участке спектра, где передается сигнал цветности. На выходе АЦП включен преобразователь (компрессор) частоты дискретизации ПЧД на микросхеме SAA 9058. Это нерекурсивный фильтр с переключаемыми коэффициентами, который путем интерполяции понижает тактовую частоту с 20,25 МГц до стандартного значения 13,5 МГц (в отношении 2/3). При таком преобразовании удается сохранить разрядность высокочастотных составляющих видеосигнала. С выхода ПЧД цифровой семиразрядный сигнал поступает на процессор СЕКАМ типа SAA9055. Этот процессор имеет два выхода. С первого выхода в режиме СЕКАМ снимаются демодулированные цветоразностные сигналы. Второй выход соединен внутри SAA9055 с ее входом через выравнивающую линию задержки. Оба выхода подключены к процессору ПАЛ/НТСЦ SAA9050, первый — к муль-

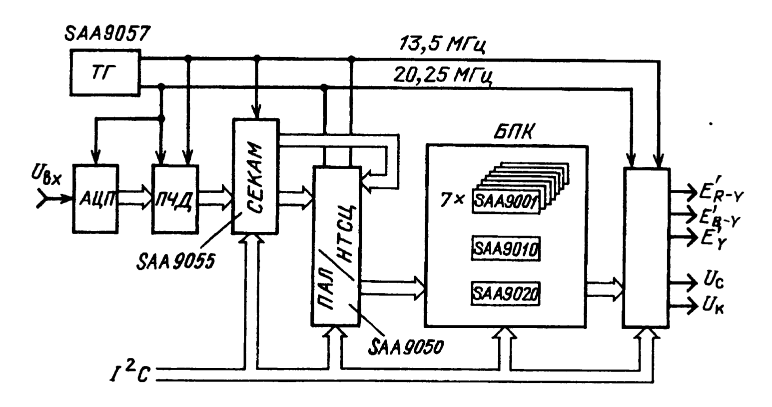


Рис.3.15. Функциональная схема цифрового декодера "Филипс"

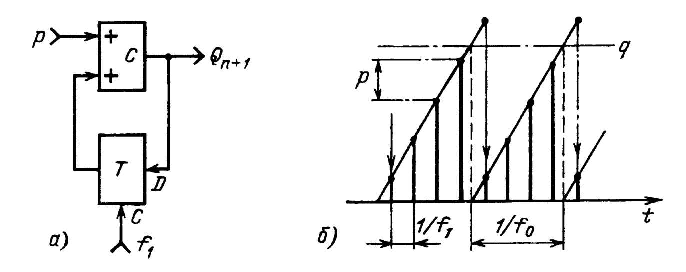


Рис.3.16. Дискретный генератор отсчетов:
а — функциональная схема; б — выходной сигнал

типлексору, а второй — к разделительным фильтрам яркость — цветность.

Принципиальной особенностью процессора SAA9050 является демодуляция сигналов ПАЛ и НТСЦ с использованием стандартной тактовой частоты 13,5 МГц, не кратной частотам цветовых поднесущих. Чтобы осуществить демодуляцию, в процессоре SAA9050 формируются синусоидальные цифровые опорные сигналы (4,43 МГц — для ПАЛ и 3,58 МГц — для НТСЦ), отсчеты которых следуют с интервалами времени T = 1/13,5 МГц, т.е. с той же тактовой частотой, что и сигнал цветности.

Для этого используется так называемый дискретный генератор отсчетов (ДГО). Он состоит из сумматора С и D-триггера Т (рис.3.16,*а*). Сумматор имеет разрядность q. На его первый вход подано постоянное двоичное слово p, на счетный вход триггера — тактовый сигнал f_1. Каждый последующий тактовый импульс увеличивает сигнал Q на выходе сумматора на значение p:

$$Q_{n+1} = Q_n + p\ .$$

В результате сигнал на выходе сумматора увеличивается по линейному закону (рис.3.16,*б*). Когда этот сигнал превысит разрядность сумматора q, начинается новый цикл. Выходной сигнал сумматора имеет форму пилы, частота которой f_0 составляет

$$f_0 = f_1 \cdot p\ /\ q\ .$$

Чтобы при тактовой частоте f_1 получить пилообразный сигнал с частотой f_0, равной частоте требуемого опорного сигнала (например, 4,43 МГц), на первый вход сумматора должно быть подано двоичное слово $p = Q\ f_0/f_1$, где Q — максимальная разрядность сумматора. Пилообразный сигнал с выхода сумматора подается на ПЗУ, запрограммированное так, что на его выходах выделяются синусоидальная и косинусоидальная составляющие опорного цифрового сигнала, отсчеты в которых следуют с интервалами времени 1/13,5 МГц = 74 нс. Опорные сигналы поступают на синхронные детекторы (СД) в виде цифровых перемножителей. На вторые входы СД подают цифровой сигнал цветности, предварительно выделенный из полного ви-

деосигнала дискретным полосовым фильтром. Демодулированные цифровые сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} в режиме ПАЛ проходят на регистры задержки на время строки и далее на сумматоры, где компенсируются дифференциально-фазовые искажения наподобие того, как это происходит в декодере на ПЗС (рис.3.9).

В режиме НТСЦ регистры задержки отключаются. Демодулированные цветоразностные сигналы и сигнал яркости выводятся из микросхемы после мультиплексирования с частотой 20,25 МГц. Формат мультиплексированного сигнала имеет вид U_1, V_1, Y_1, Y_2, U_2, V_2, V_3, ... и т.д.

Этот сигнал можно преобразовать в аналоговые сигналы E_Y, E_{R-Y} и E_{B-Y} с помощью микросхемы, содержащей три ЦАП.

Возможно и другое решение — когда мультиплексированные сигналы предварительно пропускают через БПК — блок повышения качества изображения (featurobox), подробно рассмотренный в гл.9 и 10.

В конце 80-х годов на базе микросхем SAA9055 и SAA9050 был разработан всестандартный цифровой декодер SAA9051.

В 1991 г. фирмой «Филипс» выпущен всестандартный цифровой декодер SAA7151, в котором использованы новые алгоритмы обработки сигналов. В качестве АЦП применяются микросхемы TDA8708 или TDA8709. Тактовый сигнал 29,5 МГц формируется микросхемой SAA7157 [2.14].

Для разделения квадратурных составляющих сигнала цветности ПАЛ и НТСЦ в SAA7151 используются два перемножителя, на которые подаются выделенный полосовым фильтром сигнал цветности и сдвинутые на 90° цифровые опорные сигналы цветовой поднесущей. Затем выделенные сигналы проходят фазовый детектор и цифровой блок задержки на время строки, который в режиме ПАЛ обеспечивает подавление дифференциально-фазовых искажений. Цифровые цветоразностные сигналы выводятся из микросхемы в мультиплексированном виде по 8-разрядной шине.

3.2. Основные узлы канала цветности ПАЛ

3.2.1. Генератор опорной поднесущей

Генератор опорной поднесущей выполняется в виде системы ФАПЧ, в которой ГУН содержит кварцевый резонатор. В ранних типах приемников ПАЛ частота ГУН равнялась частоте цветовой поднесущей (4433,619 кГц). В большинстве современных БИС декодера ПАЛ ГУН работает на удвоенной частоте цветовой поднесущей (8867,238 кГц). Такое решение позволяет простыми средствами без использования фазовращателя на дискретных элементах получить квадратурный опорный сигнал для синхронного детектора $B-Y$.

Как и частотный детектор ФАПЧ, рассмотренный в гл.2, ФАПЧ генератора поднесущей состоит из ФД, ФНЧ и ГУН. В отличие от

ЧД выходным сигналом здесь является синусоидальный сигнал ГУН. Кроме того, сигнал на ФД поступает только в периоды прохождения вспышек и частота этого сигнала постоянна. При замыкании петли автоподстройки частота ГУН поддерживается равной частоте поднесущей ПАЛ, а фаза сигнала ГУН совпадает с осью $R-Y$. В ФД сравнивается фаза генерируемого сигнала с фазой вспышки ПАЛ. Сигнал ошибки становится равным нулю, когда опорный сигнал оказывается в квадратуре со средней за две строки фазой вспышки, т.е. с отрицательным направлением оси $B-Y$.

Теория ФАПЧ как генератора опорной поднесущей была разработана при создании системы НТСЦ (см., например, [3.5]). Генератор поднесущей в виде ФАПЧ можно рассматривать как узкополосный фильтр, настроенный на частоту поднесущей. Фильтр выделяет полезный сигнал и подавляет флуктуационные помехи. Подавление помех сказывается тем эффективнее, чем меньше так называемая эквивалентная шумовая полоса $\Delta f_ш$ фильтра. Она определяется следующим образом. Вычисляют кривую, ординаты которой равны квадратам ординат АЧХ фильтра. Затем строят прямоугольник, имеющий одинаковые с найденной кривой, высоту и площадь.

Ширина прямоугольника и будет определять $\Delta f_ш$. Хотя вспышки ПАЛ имеют постоянную частоту, равную частоте цветовой поднесущей, их дискретный характер (длительность вспышки составляет менее 1/10 длительности строки) расширяет спектр теоретически до бесконечности. В действительности спектр вспышек ограничен полосой сигнала цветности. Кроме основной составляющей с частотой поднесущей спектр вспышки содержит спектральные линии, отстоящие от основной и друг от друга на f_c = 15,625 кГц и $f_c/2$ = 7,812 кГц. Чтобы не создавать недопустимых фазовых искажений, каскад, выделяющий вспышки из сигнала цветности, и ФД должны иметь полосу пропускания, обеспечивающую прохождение не менее чем 20 спектральных линий по обе стороны от частоты 4,43 МГц, т.е. $40 \cdot 15 = 600$ кГц. Чувствительность ФД обозначается μ и имеет размерность вольты, деленные на радианы [В/рад].

Генератор, управляемый напряжением, характеризуется коэффициентом перестройки β, имеющим размерность герцы, деленные на вольты [Гц/В]. Фильтр нижних частот выполняется по схеме на рис.3.17. Его АЧХ определяется зависимостью

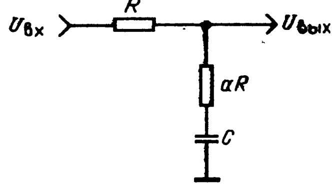


Рис.3.17. Схема фильтра нижних частот ФАПЧ

$$A(\omega) = \frac{aR + \dfrac{1}{j\omega C}}{R(1+a) + \dfrac{1}{j\omega C}} = \frac{1 + j\omega aT}{1 + j\omega(1+a)T}, \qquad (3.2)$$

где $T = RC$.

При стремлении $\omega \to \infty$

$$A(\omega) \to a/(1 + a) = m. \quad (3.3)$$

В момент включения ФАПЧ частота ГУН $f_г$ в общем случае не равна частоте сигнала f_c. На выходе ФД появляется сигнал биений с частотой $\Delta f = f_г - f_c$. Постоянная составляющая биений вызовет, как это было показано в разд. 2.2.5, перестройку ГУН, уменьшающую частоту биений. После захвата ГУН частотой вспышки происходит синхронизация по фазе. Рассмотрим установившийся режим ФАПЧ, считая для простоты рассуждений, что фаза вспышки постоянна и совпадает с отрицательным направлением оси $B-Y$. Так как начальная частота ГУН отличается от частоты вспышки на Δf, для обеспечения синхронизации на вход ГУН необходимо подать от ФД управляющее напряжение $u = \Delta f/\beta$. Это напряжение вырабатывается ФД: $u = \mu \sin \Delta\varphi$. Отсюда $\mu \sin \Delta\varphi = \Delta f/\beta$ или

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_0 = \arcsin\frac{\Delta f}{\mu\beta}, \quad (3.4)$$

где $\Delta\varphi_0$ — статическая ошибка. Когда начальная частота ГУН совпадает с частотой вспышки, $\Delta\varphi_0 = 0$. При малых Δf

$$\Delta\varphi_0 \approx \Delta f / (\mu\beta) . \quad (3.5)$$

Величина $A_п = \mu\beta$ характеризует усиление в петле ФАПЧ. Если после захвата ГУН вспышкой и синхронизации по фазе начать плавно менять частоту вспышки, то $\Delta\varphi$ будет расти до тех пор, пока Δf не станет равным $A_п$. Это соответствует статической ошибке $\Delta\varphi_0 = \pm\pi/2$ и максимальному напряжению на выходе фазового детектора:

$$U_{фд} = \mu \sin \Delta\varphi_0 .$$

При бо́льших расстройках $U_{фд}$ начнет уменьшаться и произойдет срыв синхронизма ГУН.

Значение

$$\Delta f = \Delta f_у = \pm\mu\beta \quad (3.6)$$

определяет полосу удержания ФАПЧ.

Статическую фазовую ошибку стремятся сделать возможно меньшей. Как было показано в §1.4, предельное значение $\Delta\varphi_0$ для системы ПАЛ составляет ±26°.

В режиме синхронизма управляющий сигнал $U_{фд}$ на выходе фазового детектора — это постоянное напряжение. Поэтому в таком режиме ФНЧ не оказывает влияния на работу ФАПЧ.

Параметры ФНЧ влияют на динамические свойства системы, в частности на шумовую полосу:

$$\Delta f_ш \approx (1 + 2\pi a^2 T A_п) / (2aT). \quad (3.7)$$

Входящий в ФНЧ резистор aR позволяет независимо выбирать $\Delta\varphi_0$ и $\Delta f_ш$. Задавшись максимально допустимой начальной расстройкой Δf ГУН и статической ошибкой $\Delta\varphi_0$, определяют усиление $A_п$ в петле ФАПЧ. Затем, исходя из требуемой шумовой полосы, находят константу a. Чтобы процесс вхождения ФАПЧ в синхронизм был апериодическим, коэффициент демпфирования

$$Д = a^2 T \pi^2 A_п^2 \tag{3.8}$$

должен быть больше единицы. Отсюда

$$T \geq Д / (a^2 \pi^2 A_п^2). \tag{3.9}$$

Решая совместно (3.7) и (3.9), получаем

$$a = 2Д\,\Delta f_ш / [A_п (2Д + \pi A_п)]. \tag{3.10}$$

Полоса захвата ФАПЧ

$$\Delta f_з \leq A_п \sqrt{2m - m^2}\ . \tag{3.11}$$

При $a \ll 1$ $\quad \Delta f_з \approx A_п \sqrt{2a}$.

Увеличивая коэффициент передачи $A_п$, можно расширить полосу захвата, одновременно увеличивая допуск на начальную расстройку ГУН. Пределом является $\Delta f_з = f_с/2$, так как возникает возможность захвата ГУН не основной спектральной линией вспышки, а ближайшей боковой составляющей. Более серьезным ограничением является время вхождения в синхронизм

$$T_с = 8\,\Delta f^2 / \Delta f_ш^3, \tag{3.12}$$

где Δf — начальная расстройка ГУН.

Если Δf = 3 кГц, а $\Delta f_ш$ = 100 Гц, то $T_с = 8 \cdot 9 \cdot 10^6/100^3 \approx 72$ с. Поэтому ГУН выполняют с использованием кварцевого резонатора, что позволяет существенно уменьшить начальную расстройку и время вхождения в синхронизм без ухудшения помехозащищенности.

Типовые параметры ФАПЧ с кварцевым резонатором: $\Delta\varphi_0 = \pm 10°$, $\Delta f_ш$ = 150 Гц, $\Delta f_з = \pm 600$ Гц, T = 0,1 с.

Одним из важнейших элементов генератора опорной поднесущей является кварцевый резонатор. Основу резонатора составляет пластина, вырезанная из кристалла кварца. В зависимости от ориентации среза меняются свойства резонатора, и в частности температурная стабильность частоты. Срез характеризуется углами по отношению к осям кристалла. Эти оси показаны на рис.3.18,*а*.

Продольная ось Z называется оптической, ось *X* — электрической, а ось *Y* — механической. Срезы, перпендикулярные оси *Y*, дают положительный температурный коэффициент частоты, а срезы, перпендикулярные оси *X*,— отрицательный. Если плос-

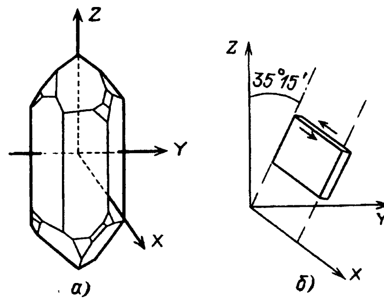
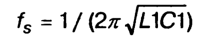


Рис.3.18. Кристалл кварца:
а — положение осей; б — ориентация среза АТ

кость среза параллельна оси X и повернута относительно оси Z на угол 35°15', то производная температурного коэффициента частоты при $t° = 20°$ С проходит через нуль.

В декодерах ПАЛ, как и в декодерах НТСЦ, применяют кварцевые резонаторы именно с таким срезом (рис.3.18,*б*), который называется срезом АТ. Широкие стороны пластины металлизируют и припаивают к ним выводы. При подаче на обкладки высокочастотного сигнала от генератора в пластине возникают сдвиговые колебания (стрелки на рис.3.18,*б*). Пластина помещается в металлический корпус. Кварцевый резонатор имеет такую же эквивалентную схему, как и пьезопреобразователь УЛЗ (см. рис.2.28). Емкость C_0 образована емкостями обкладок и корпуса (рис.3.19,*а*). Последовательная цепь $C1L1R$ называется динамической. Кварц имеет две резонансные частоты — частоту последовательного резонанса



$$f_s = 1/(2\pi\sqrt{L1C1})$$

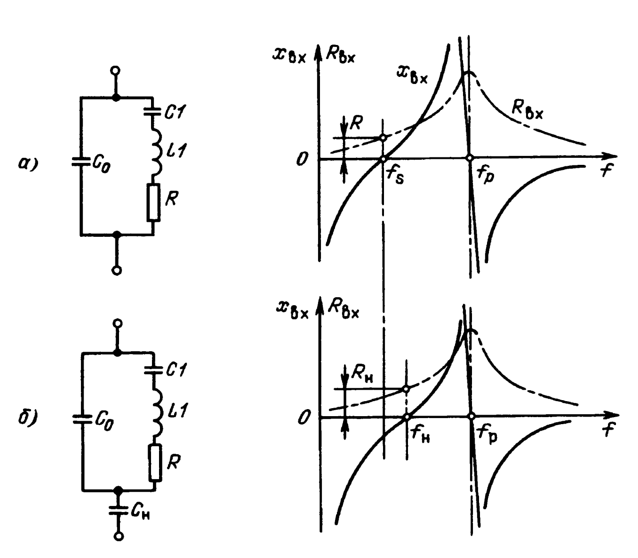


Рис.3.19. Влияние последовательной емкостной нагрузки на характеристики кварцевого резонатора:
а — резонатор без нагрузки; б — резонатор с внешним последовательно включенным конденсатором $C_н$

и частоту параллельного резонанса

$$f_р = 1 / \left(2\pi \sqrt{L1 \frac{C_0 C1}{C_0 + C1}} \right).$$

На резонансных частотах входное сопротивление кварца активно. При $f = f_s$ $R_{вх} = R1$.

При подключении кварцевого резонатора в ГУН его параметры меняются. Нагрузка обычно имеет емкостный характер ($C_н$) и может подключаться последовательно или параллельно кварцу. Если соединение последовательное, $f_р$ не меняется, а f_s повышается и является рабочей частотой ($f_н$ на рис.3.19,*б*). Когда соединение параллельное, f_s не меняется, а $f_р$ понижается и служит рабочей частотой. Значения рабочих частот для двух видов соединений одинаковы. Поэтому

$$f_н = \frac{1}{2\pi \sqrt{L1 \frac{C1(C_0 + C_н)}{C1 + C_0 + C_н}}}. \tag{3.13}$$

В генераторах опорной частоты ПАЛ применяется преимущественно последовательное соединение нагрузки с кварцевым резонатором. Разность между частотой последовательного резонанса и рабочей частотой составляет

$$\Delta f = f_н - f_s = C1 f_s / [2(C_0 + C_н)]. \tag{3.14}$$

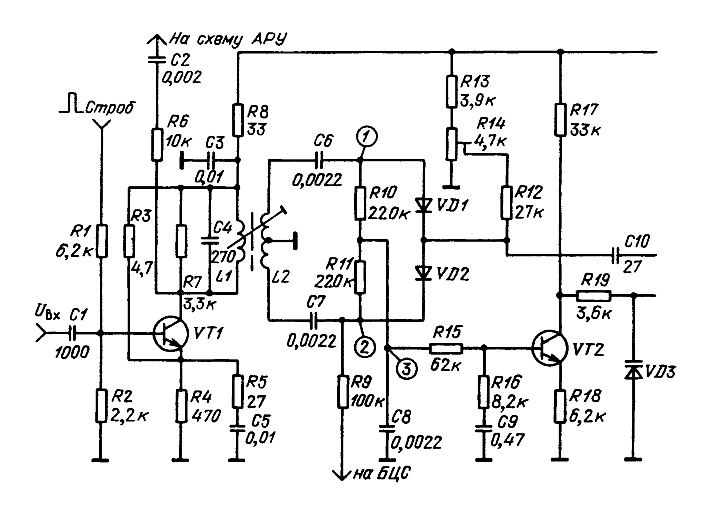
Важным параметром кварцевого резонатора является чувствительность к перестройке S, которая показывает, как зависит рабочая частота $f_н$ от $C_н$:

$$S = -C1 / [2(C_0 + C_н)^2]. \tag{3.15}$$

Если емкости выразить в пикофарадах, то размерность выражения (3.15) будет 10^{-6}/пФ.

В прилож.14 даны типовые значения параметров кварцевых резонаторов для рабочих частот 4,433619 и 8,867238 МГц. Так как сопротивление R составляет менее 100 Ом, а индуктивность *L1* достигает долей генри, кварцевый резонатор на частоте f_s эквивалентен контуру с добротностью $Q > 20000$.

Рассмотрим теперь практические схемы генераторов опорной поднесущей ПАЛ. На рис.3.20 приведена типовая схема генератора, выполненная на дискретных элементах. Для выделения вспышки из сигнала цветности служит нормально закрытый транзистор *VT1*. Он открывается стробирующими импульсами. Контур в коллекторной цепи настроен на частоту цветовой поднесущей. Вторичная обмотка контура питает ФД, образованный диодами *VD1* и *VD2*. На среднюю точку диодов поступает опорная поднесущая от ГУН. Выходной сигнал ФД через ФНЧ *R10R11R15R16C8C9* поступает на усилитель посто-



янного тока *VT2*, регулирующий емкость варикапа *VD3*, соединенного последовательно с кварцевым резонатором *Z*.

Автогенераторная часть ГУН выполнена на транзисторе *VT3*, включенном по кварцевой емкостной трехточечной схеме с заземленным коллектором. Потенциометр *R14* служит для установки начальной частоты ГУН. Каскад *VT4* является буферным, отделяющим ГУН от синхронных детекторов. Резонансный контур синхронного детектора *B–Y* включен непосредственно в коллекторную цепь *VT4*. Опорный сигнал на коллекторе *VT4* совпадает по фазе с осью *B–Y*. На ФД опорный сигнал проходит через конденсатор *C10* с малой емкостью, образующий фазовращатель на 90°. Поэтому фаза опорного сигнала на средней точке диодов *VD1* и *VD2* совпадает с осью *R–Y*.

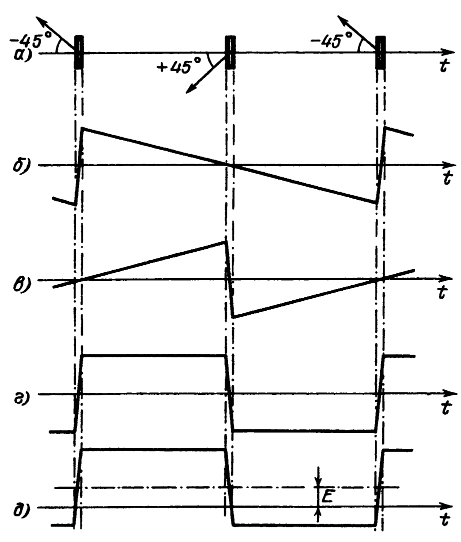


Рис.3.21. Эпюры сигналов в схеме на рис.3.20

Фазовый сдвиг вспышек на вторичной обмотке контура *L2* меняется относительно отрицательного направления оси *B–Y* на угол ±45° (рис.3.21,*а*),

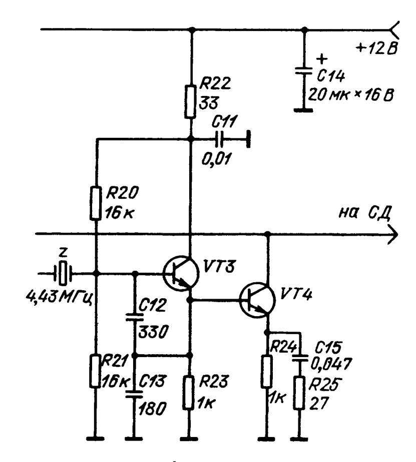


Рис.3.20. Электрическая схема генератора опорной поднесущей на дискретных элементах

и на диодах ФД (точки *1* и *2* на рис.3.20) выделяются сдвинутые на строку пилообразные сигналы с периодом $2T_с$ (рис.3.21,*б*,*в*). На выходе ФД (точка *3* схемы) получается сигнал в виде волны напряжения полустрочной частоты (рис.3.21,*г*), постоянная составляющая которого равна нулю. Если фаза опорной поднесущей отклоняется от оси *R–Y*, в сигнале на выходе ФД появляется постоянная составляющая *E* (рис.3.20,*д*), меняющая емкость варикапа *VD3* (рис.3.20), что обеспечивает необходимую подстройку фазы ГУН.

Конструктивно генератор опорной поднесущей должен быть выполнен так, чтобы связь между ГУН и входом ФД (базовая цепь *VT1*) была минимальной. Если это требование не удовлетворяется, ФАПЧ будет стремиться обеспечить захват ГУН своим собственным сигналом, что вызовет разбаланс устройства. Важным требованием является также симметрия ФД. Поэтому обмотка *L2* выполняется бифилярно, а диоды *VD1*, *VD2* и резисторы *R10, R11* должны быть идентичны.

С коллектора *VT1* через *R6* и *C2* сигнал вспышек поступает на устройство АРУ канала цветности. Пилообразный сигнал с точки *2* устройства через *R9* подается в блок цветовой синхронизации.

Рассмотрим теперь устройство микросхем, формирующих опорную поднесущую ПАЛ. В первых моделях интегральных декодеров ПАЛ в качестве генератора опорного сигнала использовалась микросхема TBA540 (в Чехословакии выпускался ее функциональный аналог MBA540). Функциональная схема TBA540 приведена на рис.3.22. Генератор с кварцевым резонатором *Z* работает на частоте цветовой поднесущей 4,43 МГц. На первый вход фазового детектора ФД сигнал от ГУН поступает непосредственно, а на второй — через внешний автотрансформатор *T* с заземленной средней точкой, что обеспечивает сдвиг этого сигнала по фазе на 180° (вывод *6* микросхемы). На третий вход ФД подается сигнал вспышки. (На выходе ФД включен фильтр

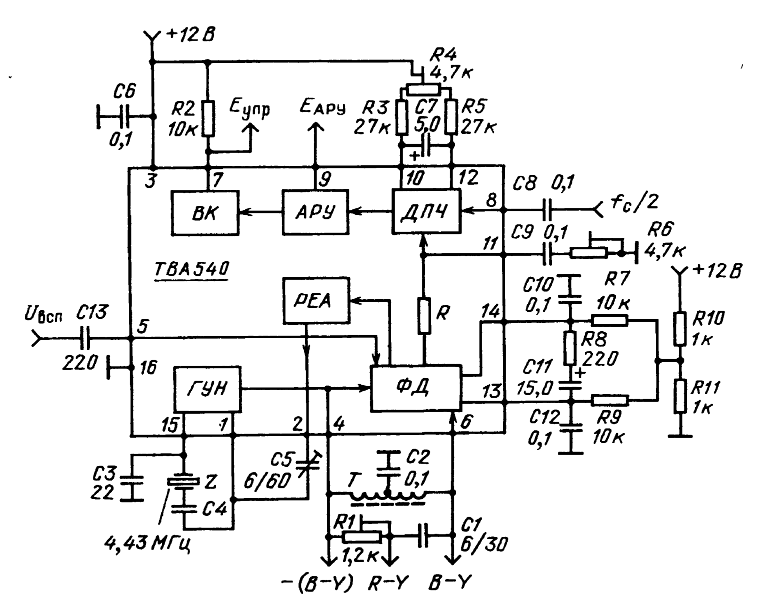


Рис.3.22. Электрическая схема генератора опорной поднесущей на микросхеме TBA540

нижних частот (*R7 R8 R9 C9 C10 C11 C12*).) С выводов микросхемы *6* или *4* снимается опорный сигнал с фазой *B–Y* (или — (*B–Y*)). Для получения опорного сигнала с фазой *R–Y* применена подстраиваемая фазовращающая цепь *R1C1*. Сигнал ошибки с выхода ФД через реактивный каскад РЕА и конденсатор *C5* управляет частотой и фазой ГУН. Подстройкой *C5* устанавливают начальную частоту ГУН.

Иногда вместо триммера *C5* между выводами *1* и *2* микросхемы TBA540 включают последовательный контур. Начальную частоту ГУН при этом регулируют сердечником в катушке индуктивности.

Прямоугольный сигнал с выхода ФД через делитель, образованный внутренним резистором *R* и внешним *R6*, проходит в детектор полустрочной частоты ДПЧ, на который подан также прямоугольный сигнал полустрочной частоты от триггера, управляющего коммутатором ПАЛ (вывод *8*). Триггер входит в состав другой микросхемы, например TCA640 или TBA520.

На выходе детектора полустрочной частоты ДПЧ выделяются импульсы, полярность которых зависит от того, правильна или неправильна фаза работы триггера. Импульсы детектируются, и через контакт *9* полученное постоянное напряжение выводится и подается на исполнительную часть АРУ. Выключатель цветности ВК закрывается, когда фаза триггера правильна. При этом на выводе *7* выделяется напряжение $E_{упр}$,

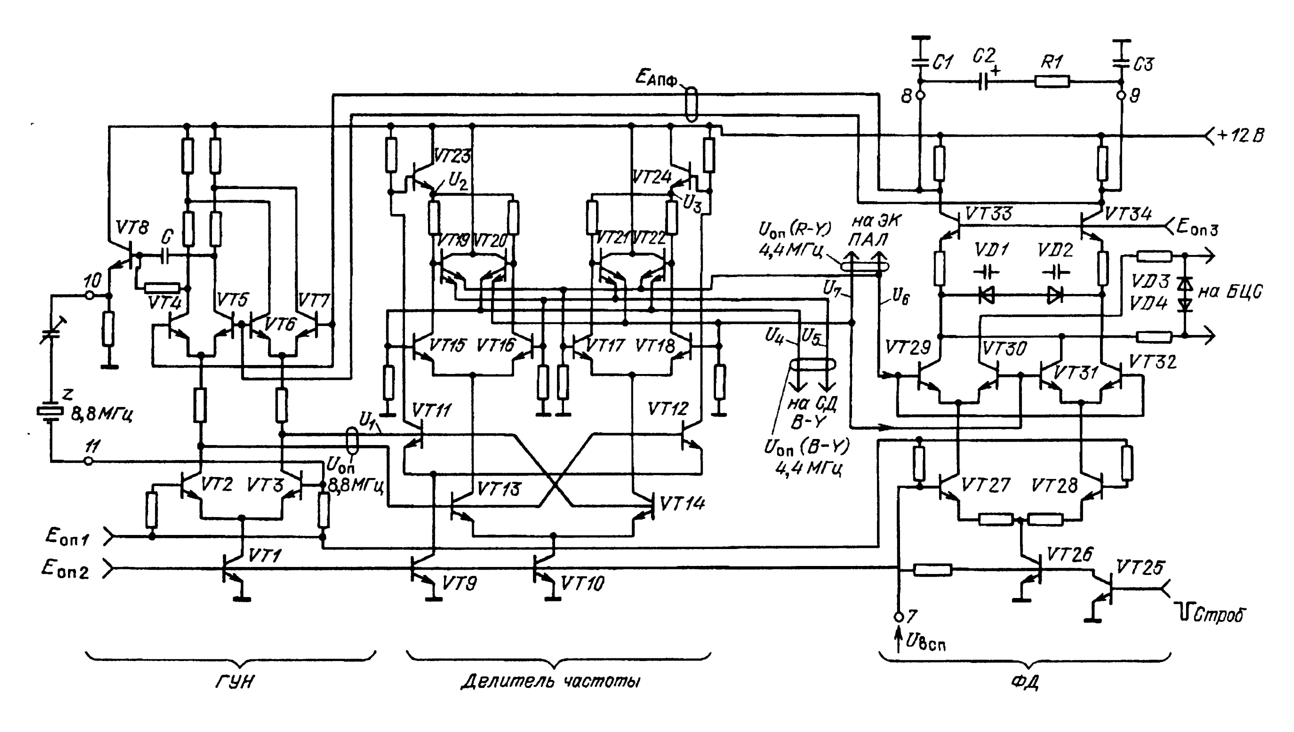


Рис.3.23. Электрическая схема генератора опорной поднесущей микросхемы TDA2520

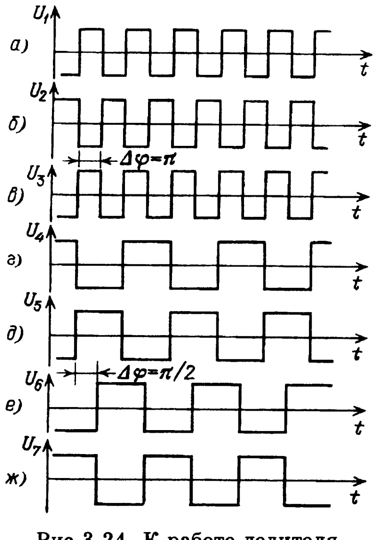


Рис.3.24. К работе делителя частоты

близкое к напряжению питания, отпирающее канал цветности.

Вращая движок *R6*, меняют амплитуду прямоугольного сигнала, поступающего на детектор полустрочной частоты. Устройство АРУ перестраивается, и меняется размах сигнала цветности (размах вспышек).

При отсутствии вспышки напряжение на выводе *9* должно составлять +4 В (регулируется резистором *R6*). Если фаза сигнала полустрочной частоты, подаваемого от БЦС через вывод *8* на ДПЧ, правильна, напряжение на выводе *9* уменьшается с ростом амплитуды вспышки до значения 0,8...1 В. При замкнутой цепи АРУ размах вспышки на выводе *8* поддерживается близким к 1,5 В. Когда фаза коммутации неправильна, U_9 увеличивается до значений, близких к напряжению питания.

Рассмотренная микросхема сложна в настройке, к ней подключено много внешних элементов. Подстраиваемая фазовращающая цепь *R1C1* не может обеспечить точного и стабильного сдвига фаз 90°.

Значительно лучшие параметры имеют микросхемы ПАЛ, в которых используется кварцевый резонатор на удвоенную частоту поднесущей 8,8 МГц.

В качестве примера на рис.3.23 приведена схема генератора опорной поднесущей микросхемы TDA2520. Аналогичные решения используются в большинстве микросхем ПАЛ, таких как TDA2522, TDA3510, TDA4510 и т.д. Генератор содержит три узла: ГУН, делитель частоты и ФД. Генератор, управляемый напряжением, состоит из усилителя на транзисторах *VT2, VT3*, цепи положительной обратной связи (эмиттерный повторитель *VT8* и кварцевый резонатор), дифференциального усилителя *VT4, VT5*, меняющего под действием напряжения от ФД фазовый сдвиг в цепи обратной связи и тем самым частоту и фазу сигнала ГУН, а также отрицательной обратной связи на транзисторах *VT6* и *VT7*, стабилизирующей работу генератора. С коллекторов *VT2* и *VT3* снимаются противофазные опорные сигналы прямоугольной формы с частотой 8,8 МГц (рис.3.24,*а,б*). Эти сигналы поступают на делитель частоты. Основу делителя образуют два триггера, каждый из которых состоит из дифференциального усилителя (*VT15, VT16* и *VT17, VT18*) и цепей обратной связи на эмиттерных повторителях (*VT19, VT20* и *VT21, VT22*). Оба триг-

гера связаны между собой по базовым цепям усилителей (для этого транзисторы *VT19 – VT22* имеют по два эмиттера), по их эмиттерным цепям (через дифференциальный усилитель *VT13, VT14*) и по коллекторным цепям (для этого служит дифференциальный усилитель *VT11, VT12* и эмиттерные повторители *VT23, VT24*). В результате действия этих связей триггер *VT15*, *VT16* переключается отрицательными перепадами напряжения на эмиттере *VT23* (рис.3.24,*е,ж*). Сдвиг на 180° МГц на эмиттерах *VT23* и *VT24* (рис.3.24,*б,в*) преобразуется на выходах делителя в сдвиг на 90° сигналов 4,4 МГц (между U_4 и U_7, а также между U_5 и U_6).

Таким образом, без всяких внешних фазовращателей получаются два ортогональных опорных сигнала, один из которых, совпадающий с осью *B–Y*, подается непосредственно на синхронный детектор *B–Y*. Второй сигнал, совпадающий с осью *R–Y*, подается на синхронный детектор *R–Y* через коммутатор ПАЛ, обеспечивающий его инверсию на каждой второй строке. Кроме того, этот опорный сигнал поступает на ФД, где сравнивается со вспышками.

Фазовый детектор выполнен в виде аналогового перемножителя на транзисторах *VT26 – VT32*. На базу *VT27* поступают вспышки поднесущей. Выходной сигнал аналогового перемножителя равен нулю, когда перемножаемые сигналы сдвинуты на угол 90°. Поэтому в качестве опорного используется сигнал с фазой *R–Y*, который подается на базы транзисторов *VT29 – VT32*. С попарно соединенных коллекторов этих транзисторов снимается на БЦС получившийся в результате перемножения сигнал полустрочной частоты. Емкости диодов *VD1–VD4* вместе с резисторами нагрузки образуют ФНЧ, подавляющий остатки поднесущей. Полоса пропускания этого фильтра составляет примерно 1 МГц. Для получения сигнала, управляющего частотой и фазой ГУН, волна напряжения полустрочной частоты через разделительные транзисторы *VT33, VT34* поступает на внешний ФНЧ, образованный конденсаторами *C1–C3*, резистором *R1* и резисторами нагрузки транзисторов *VT33, VT34*. Этот ФНЧ имеет большую постоянную времени и выделяет постоянную составляющую сигнала, которая подается на транзисторы *VT4 – VT7* ГУН.

3.2.2. Блок цветовой синхронизации

Блок цветовой синхронизации системы ПАЛ вырабатывает меандр напряжения полустрочной частоты для управления электронным коммутатором, а также управляющее напряжение $E_{упр}$, включающее канал цветности при приеме сигнала ПАЛ.

Типовая схема БЦС, выполненного на дискретных элементах, приведена на рис.3.25. Пилообразный сигнал полустрочной частоты с одного из диодов фазового детектора ФАПЧ (рис.3.20) поступает на базу эмиттерного повторителя *VT1*. В коллекторной цепи каскада *VT2* включен контур, настроенный на полустрочную частоту 7,8 кГц. Контур выделяет первую гармонику пилообразного сигнала. Максимумы и минимумы полу-

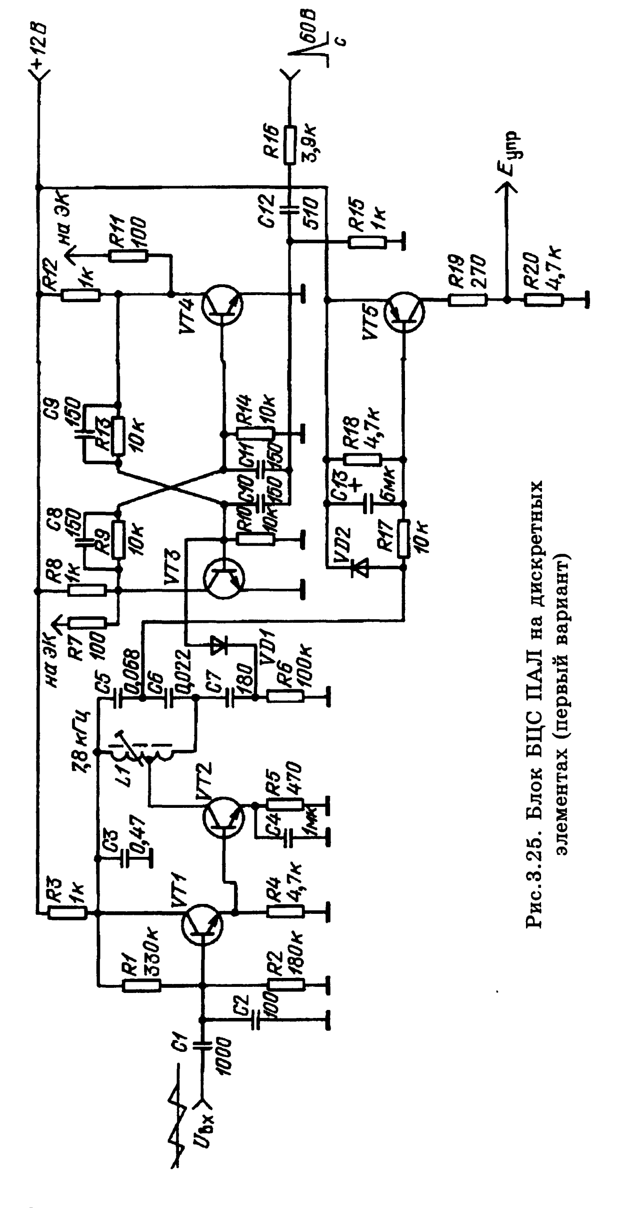


Рис.3.25. Блок БЦС ПАЛ на дискретных элементах (первый вариант)

ченного синусоидального сигнала совпадают по времени с интервалами строчного гашения. Сигнал через *C7* проходит на катод диода *VD1*, подключенного к базе транзистора *VT3*. Этот транзистор входит в состав счетного триггера *VT3* – *VT4*, управ-

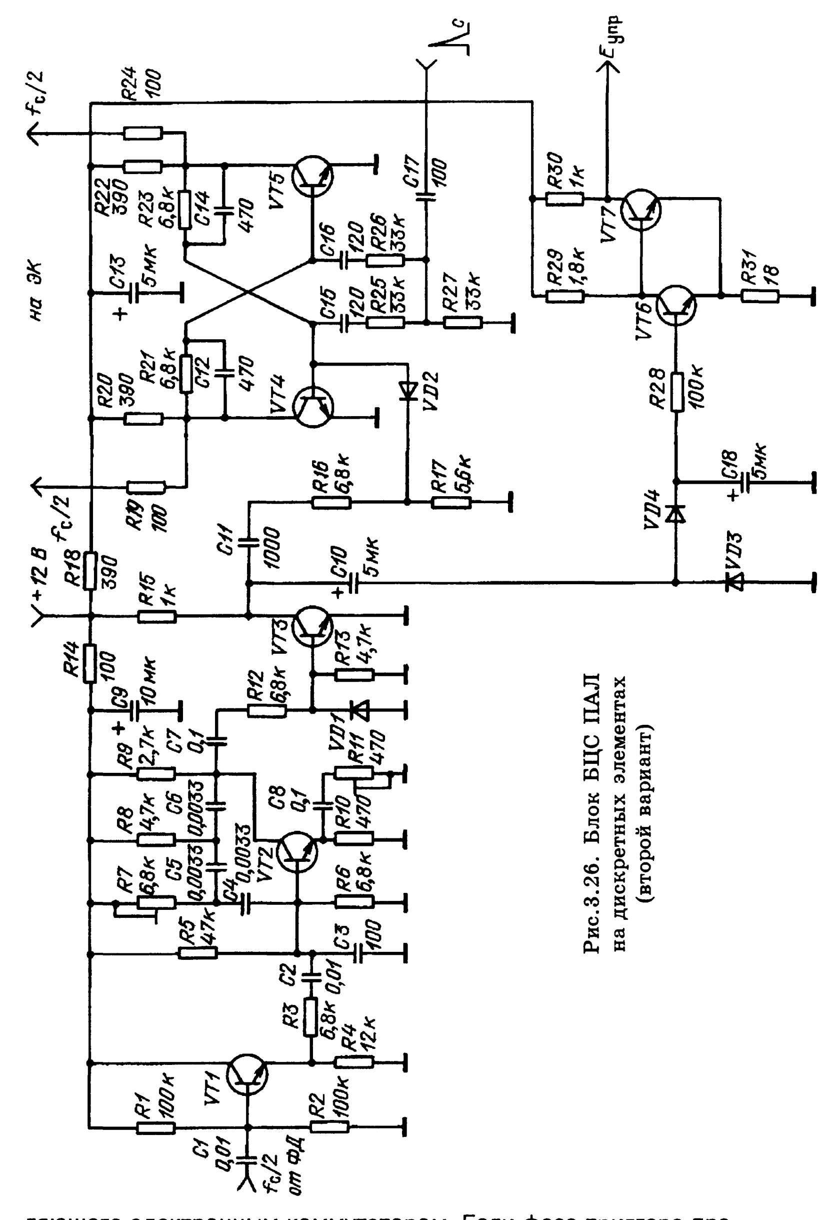


Рис.3.26. Блок БЦС ПАЛ на дискретных элементах (второй вариант)

ляющего электронным коммутатором. Если фаза триггера правильна, в строках, где на катод *VD1* поступают отрицательные полуволны напряжения полустрочной частоты, транзистор *VT3* оказывается закрытым, и *VD1* не влияет на работу триггера.

Когда фаза триггера неправильна, отрицательная полуволна напряжения через *VD1* закрывает *VT3*, обеспечивая коррекцию фазы триггера.

При приеме сигнала ПАЛ диод *VD2* выпрямляет волну напряжения полустрочной частоты и переводит *VT5* в режим насыщения. На коллекторе *VT5* выделяется напряжение $E_{упр}$, открывающее канал цветности. Если принимается сигнал СЕКАМ или черно-белая программа, на выходе ФД ФАПЧ отсутствует напряжение полустрочной частоты, и канал цветности поддерживается в закрытом состоянии.

На рис.3.26 приведен второй вариант выполнения БЦС. Для выделения первой гармоники сигнала $f_c/2$ применен активный фильтр на транзисторе *VT2*. Коррекция триггера обеспечивается, если в строках, где *VT4* открыт, на коллекторе *VT3* выделяется отрицательная полуволна $f_c/2$. Выключатель цветности содержит выпрямитель на диодах *VD3*, *VD4* и усилитель на транзисторах *VT6, VT7*.

В большинстве микросхем ПАЛ основу БЦС составляет детектор полустрочной частоты (ДПЧ). На рис.3.27 приведена упрощенная схема такого БЦС, используемого в микросхеме TDA2520. Детектор полустрочной частоты — это перемножитель на транзисторах *VT139 – VT147*. На базы транзисторов *VT140, VT141* поступает сигнал полустрочной частоты с выхода ФД, а на ключи *VT142 – VT145* подан меандр напряжения от триггера ПАЛ. В зависимости от соотношения фаз этих сигналов на базу *VT128* поступают положительные либо отрицательные импульсы, имеющие длительность, равную длительности вспышки, и повторяющиеся на каждой строке. Эти импульсы через комплиментарный эмиттерный повторитель *VT117, VT118* и ключ *VT114, VT115*, открываемый стробирующими импульсами, подаются на

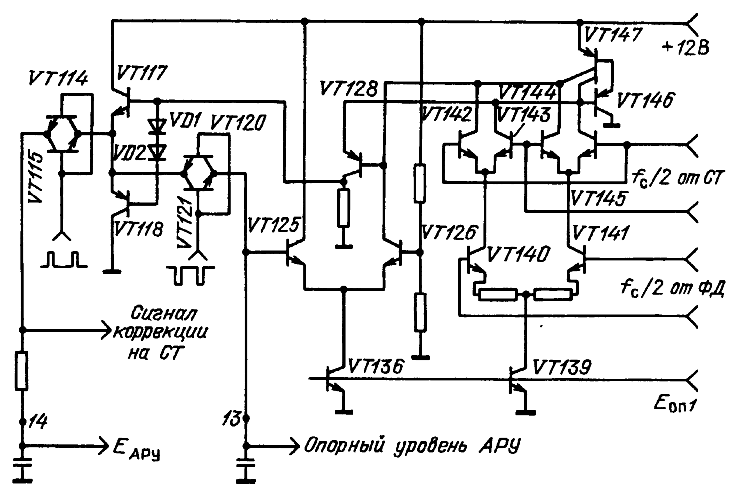


Рис.3.27. Блок цветовой синхронизации микросхемы TDA2520

внешний накопительный конденсатор, подключенный к выводу *14* микросхемы. Чтобы повысить стабильность рабочей точки схемы, используется цепь отрицательной обратной связи, содержащая дифференциальный усилитель *VT125, VT126*, ключ *VT120, VT121*, открываемый в паузах между вспышками, и внешний накопительный конденсатор, подключенный к выводу *13*. Разность потенциалов на выводах *13* и *14* используется в качестве управляющего напряжения АРУ, поскольку значение этой разности зависит от амплитуды вспышки, а также для цветовой синхронизации триггера, так как знак разности потенциалов определяется соотношением фаз вспышек и сигнала от триггера. В таком устройстве не требуется никаких контуров или настраиваемых активных фильтров. Необходимая помехозащищенность обеспечивается накопительными конденсаторами.

Еще более совершенная схема цветовой синхронизации ПАЛ (рис.3.28,*а*) основана на использовании вспышек, входящих в компоненты сигнала цветности U_u и U_v, разделенные блоком задержки. Если во входном сигнале вспышка меняет от строки к строке фазу на ±45° относительно отрицательного направления оси $B - Y$ (рис.3.28,*б*, эпюра *1*), то фаза вспышки в сигнале U_u постоянна и совпадает с осью $-(B - Y)$ (рис.3.28,*б*, эпюра *2*),

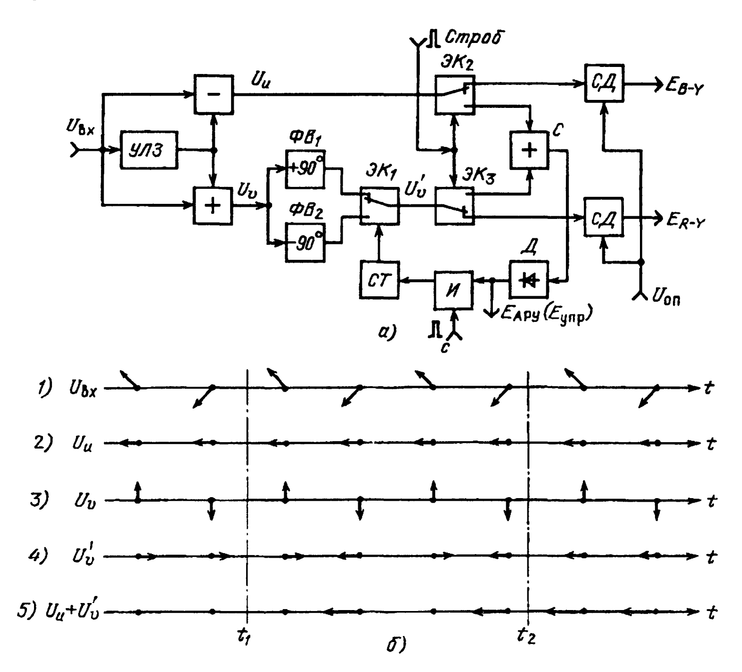


Рис.3.28. Блок ПАЛ с использованием вспышек разделенных сигналов U_u и U_v:

а — функциональная схема; б — эпюры сигналов

а вспышка сигнала U_v меняет фазу на ±180° (рис.3.28,*б*, эпюра *3*). Сигнал U_v проходит фазовращатели $ФВ_1$, $ФВ_2$ на ±90° и электронный коммутатор $ЭК_1$, управляемый меандром напряжения полустрочной частоты от триггера СТ. На счетный вход этого триггера через устройство совпадения И поступают строчные импульсы. На выходе $ЭК_1$ выделяется сигнал U'_v, который в зависимости от фазы СТ совпадает по фазе с U_u или противофазен ему (рис.3.28,*б*, эпюра *4*). Коммутаторы $ЭК_2$ и $ЭК_3$ выделяют из сигналов U_u и U'_v вспышки; они складываются в сумматоре С, детектируются в звене Д, и полученная постоянная составляющая подается на второй вход каскада совпадения И.

Если фаза СТ неправильна (участок сигналов слева от t_1 на рис.3.28,*б*), вспышки U_u и U'_v противофазны. Их сумма оказывается равной нулю, каскад совпадения И закрывается, и триггер СТ перестает работать. В каком бы состоянии он не оказался, один из фазовращателей ($ФВ_1$, $ФВ_2$) поддерживается во включенном состоянии. Поэтому вспышка U'_v будет совпадать с осью *B* − *Y*, но фаза ее меняется на 180° от строки к строке (участок t_1 − t_2 на рис.3.28,*б*). В результате на выходе детектора Д выделяется постоянная составляющая, и СТ вновь запускается. Процесс повторяется до тех пор, пока фаза СТ не окажется правильной (участок правее t_2 на рис.3.28,*б*). Тогда на выходе Д выделяется постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде вспышки. Поэтому оно может использоваться не только для включения канала цветности, но и для управления устройством АРУ.

При приеме черно-белой программы вспышек не будет, и триггер не работает, а канал цветности поддерживается в запертом состоянии, что исключает возможность появления помех на экране телевизора.

В рассмотренной схеме в установившемся режиме сигнал цветности на входе синхронного детектора *R*−*Y* имеет фазу *B*−*Y*, поэтому на оба СД подают одинаковый опорный сигнал.

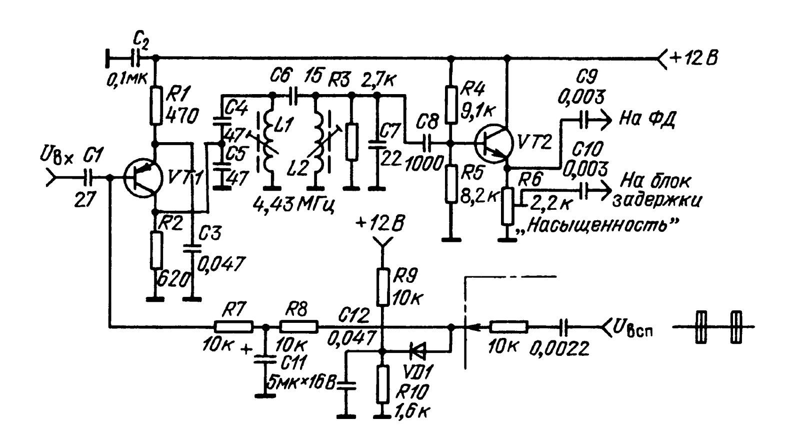


Рис.3.29. Схема усилителя сигнала цветности

3.2.3. Усилитель сигнала цветности

Усилитель сигнала цветности содержит исполнительную часть АРУ, а также полосовой фильтр, выделяющий сигнал цветности и подавляющий низкочастотные компоненты сигнала яркости. Глубина регулировки АРУ обычно составляет 26...30 дБ, а полоса пропускания фильтра около ±1 МГц относительно частоты 4,43 МГц. На рис.3.29 приведена типовая схема дискретного усилителя сигнала цветности. Каскад *VT1* выполняется на специальном транзисторе, предназначенном для АРУ (КТ3127, ГТ346 или ГТ328). Коэффициент передачи этого каскада падает при увеличении коллекторного тока (АРУ «Вперед»). Начальное смещение, соответствующее малому сигналу, задается делителем *R9R10*. При увеличении размаха сигнала цветности вспышки, поступающие от ФД, выпрямляются диодом *VD1* и поднимают напряжение на конденсаторе *C11*. Коллекторный ток, протекающий через *VT1*, растет, что снижает коэффициент передачи канала.

Полосовой фильтр состоит из связанных контуров *L1C4C5* и *L2C7*. С выхода эмиттерного повторителя *VT2* сигнал через *C9* подается на ФД ФАПЧ, а через *C10* — на блок задержки. Потенциометр *R6* является оперативным регулятором цветовой насыщенности.

В микросхемах исполнительная часть АРУ выполняется в виде дифференциального усилителя, управляемого генератором тока по эмиттерным цепям. В качестве примера на рис.3.30 дана электрическая схема АРУ микросхемы TCA640 (К174ХА9). Сигнал от внешнего полосового фильтра поступает на базы дифференциального усилителя *VT8, VT10*. Генератор тока *VT12* образует с транзистором *VT11* второй дифференциальный усили-

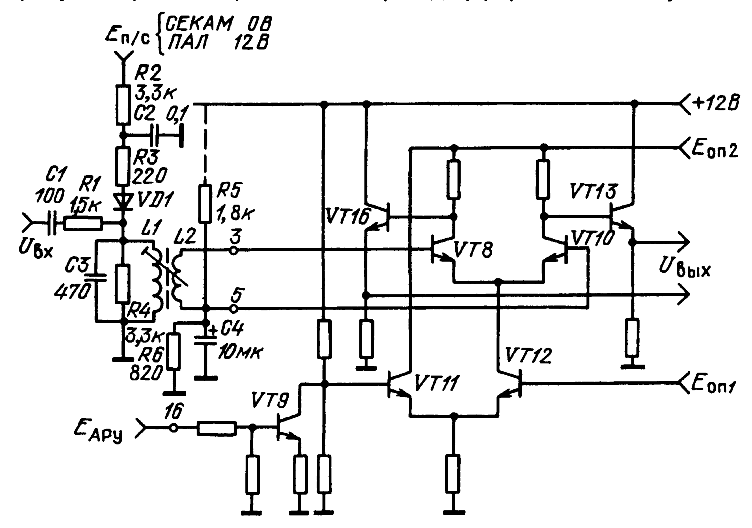


Рис.3.30. Цепь АРУ микросхемы TCA640

тель, управляемый каскадом *VT9*. При уменьшении напряжения АРУ на выводе *16* микросхемы *VT9* закрывается, открывая *VT11* и уменьшая коллекторный ток транзистора *VT12*. В результате снижается коэффициент передачи каскадов *VT8*, *VT10*. Сигналы с их коллекторных резисторов нагрузок выводятся через эмиттерные повторители *VT13*, *VT16*.

3.2.4. Блок задержки

Блок задержки ПАЛ разделяет сигнал цветности на составляющие U_u и U_v. Для этого задержанный сигнал складывается в фазе и в противофазе с прямым сигналом. В блоке предусматривается возможность регулировки фазы задержанного сигнала, а также соотношения прямого и задержанного сигналов.

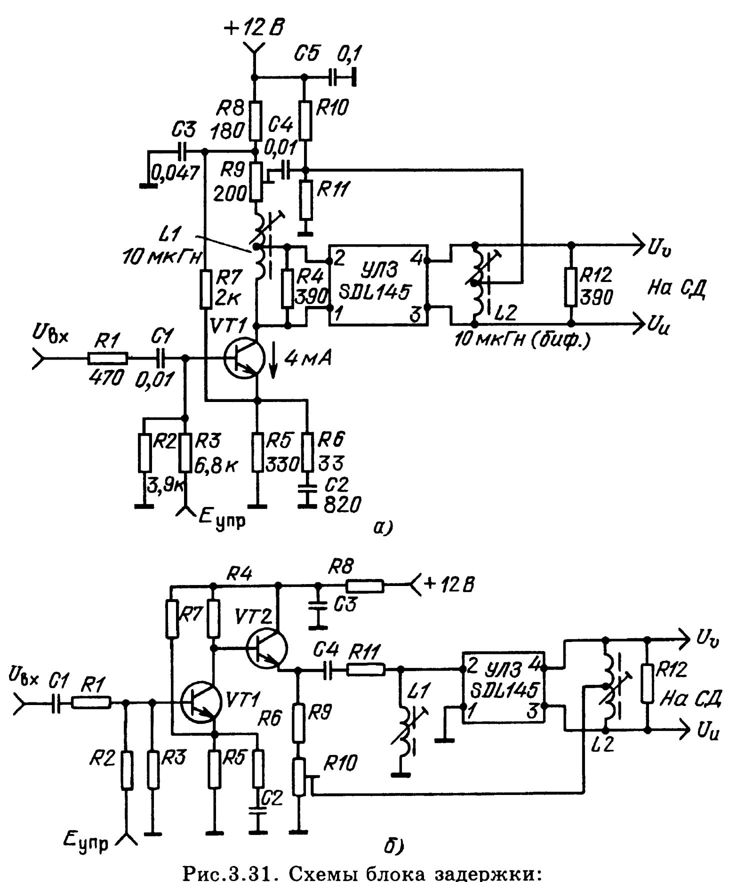


Рис.3.31. Схемы блока задержки:
а — на каскаде с общим эмиттером; б — на эмиттерном повторителе

На рис.3.31,*а,б* приведены два наиболее распространенных варианта дискретного блока задержки. В варианте на рис.3.31,*а* используется усилительный каскад *VT1* с общим эмиттером. В качестве смещения служит управляющее напряжение от блока цветовой синхронизации. При уменьшении $E_{упр}$ усилитель запирается благодаря действию резистора *R7*. В схеме используется автотрансформаторное включение УЛЗ. Резистор *R4* и половина катушки *L1* образуют импеданс, согласующий вход линии задержки. С резистора *R9* снимается прямой сигнал, поступающий на среднюю точку катушки индуктивности *L2*, что обеспечивает на концах обмотки *L2* сложение и вычитание прямого и задержанного сигналов. Поэтому с выводов обмотки *L2* снимаются разделенные компоненты U_u и U_v. Делитель *R10 R11* создает напряжение смещения для усилительных каскадов синхронных детекторов.

Необходимым условием работы блока задержки является правильное включение выводов УЛЗ. Если изменить подключение выводов одного из пьезопреобразователей, сигналы U_u и U_v на выходах блока задержки поменяются местами. На рисунке указана правильная нумерация выводов линии задержки, соответствующая УЛЗ типов SDL145 и TAU82.

В блоке задержки на рис.3.31,*б* усилительный каскад *VT1* соединен с УЛЗ через эмиттерный повторитель *VT2*. Фаза задержанного сигнала регулируется сердечниками в *L1* и *L2*, размах прямого сигнала — потенциометром *R10*.

Выполнение блока задержки в канале цветности ПАЛ на микросхемах рассмотрено в гл.10.

3.2.5. Синхронные детекторы

На выходах блока задержки ПАЛ компоненты U_u и U_v сигнала цветности полностью разделены. Это в значительной степени упрощает требования к демодуляторам (синхронным детекторам) по сравнению с каналом цветности НТСЦ, где фазовая погрешность опорной поднесущей вызывает перекрестные искажения между сигналами E'_{R-Y} и E'_{B-Y}.

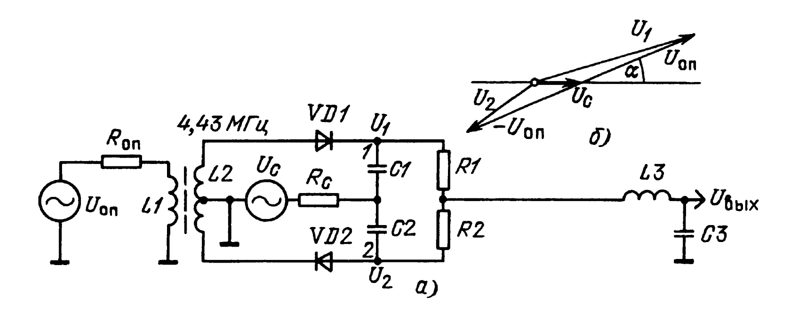


Рис.3.32. Аддитивный балансный синхронный детектор:
а — электрическая схема; б — векторограмма сигналов при наличии дифференциально-фазовых искажений

В каналах цветности ПАЛ на дискретных элементах обычно применяют балансные синхронные детекторы аддитивного типа (рис.3.32,*а*). Опорный сигнал поступает на первичную обмотку *L1* контура. Вторичная обмотка *L2* для обеспечения точной симметрии выполняется бифилярной. При отсутствии сигнала конденсаторы *C1* и *C2* заряжаются почти до пикового значения опорного сигнала. В точках *1* и *2* получаются постоянные напряжения U_1 и U_2, равные по значению и противоположные по знаку. Выходной сигнал $U_{вых}$, соответствующий алгебраической сумме U_1 и U_2, будет при этом равен нулю. С приходом сигнала цветности $U_с$, если его фаза равна или противоположна фазе $U_{оп}$, баланс схемы нарушается и появляется выходное напряжение, близкое к пиковому значению напряжения сигнала. Полярность выходного напряжения положительна, если фазы $U_{оп}$ и $U_с$ совпадают, и отрицательна, когда $U_{оп}$ и $U_с$ противофазны.

Если входной сигнал содержит дифференциально-фазовые искажения, то опорный сигнал сдвигается по отношению к сигналу цветности на угол α. В результате сигналы в точках *1* и *2* оказываются равными геометрической сумме и разности $U_{оп}$ и $U_с$, как это показано на рис.3.32,*б*. Соответственно выходной сигнал

$$U_{вых} = \frac{1}{2}(U_1 - U_2) = \frac{1}{2}\left(\sqrt{U_с^2 + U_{оп}^2 + 2U_сU_{оп}\cos\alpha} - \right.$$

$$\left. -\sqrt{U_с^2 + U_{оп}^2 + 2U_сU_{оп}\cos\alpha}\right) = \qquad (3.16)$$

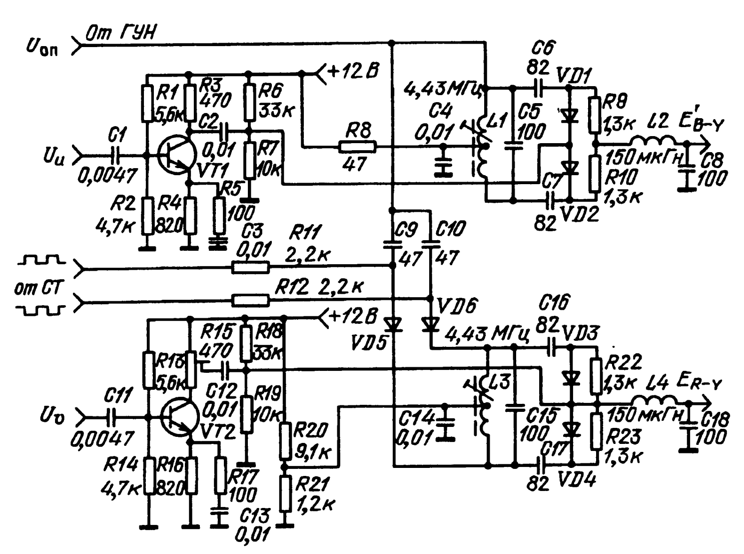


Рис.3.33. Электрическая схема синхронных демодуляторов ПАЛ на дискретных элементах

$$= \frac{U_{оп}}{2}\left(\sqrt{1+\frac{U_c^2}{U_{оп}^2}+2\frac{U_c}{U_{оп}}\cos\alpha}-\sqrt{1+\frac{U_c^2}{U_{оп}^2}-2\frac{U_c}{U_{оп}}\cos\alpha}\right)$$

Когда размах U_c соизмерим с $U_{оп}$, дифференциально-фазовые искажения приводят к нарушению соотношения сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}, т.е. к искажению цветового тона. Если $U_c^2/U_{оп}^2 << 1$, этим членом в формуле можно пренебречь:

$$U_{вых} \approx U_{оп}/2\left(\sqrt{1+2\frac{U_c}{U_{оп}}\cos\alpha}-\sqrt{1-2\frac{U_c}{U_{оп}}\cos\alpha}\right) \approx U_c\cos\alpha\,. \quad (3.17)$$

Выходное напряжение $U_{вых}$ не зависит от $U_c/U_{оп}$, а значит, соотношение сигналов E'_{R-Y}/E'_{B-Y} не нарушается. Практически размах опорного сигнала выбирают в 4...5 раз большим размаха сигнала цветности. При этом различие амплитуд цветоразностных сигналов из-за дифференциально-фазовых искажений не превышает 2%.

На рис.3.33 приведена практическая схема синхронных детекторов сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Составляющие U_u и U_v сигнала цветности усиливаются транзисторами *VT1* и *VT2*. Потенциометр *R15* позволяет устанавливать требуемое соотношение E'_{R-Y}/E'_{B-Y}. Опорный сигнал на синхронный детектор *B–Y* поступает непосредственно с коллектора буферного каскада ГУН. На контур *L3* синхронного детектора *R–Y* опорный сигнал проходит через электронный коммутатор, образованный диодами *VD5*, *VD6*, и фазовращающие конденсаторы *C9, C10*. Волна напряжения полустрочной частоты от счетного триггера в БЦС поочередно открывает диоды коммутатора, обеспечивая инвертирование опорного сигнала. Конденсаторы *C9* и *C10* сдвигают фазу опорного сигнала на 90°, совмещая ее с осью *R–Y*. При необходимости фазы опорных сигналов могут регулироваться сердечниками в катушках *L1* и *L3*. Фильтры нижних частот *L2C8* и *L4C18* подавляют остатки поднесущих.

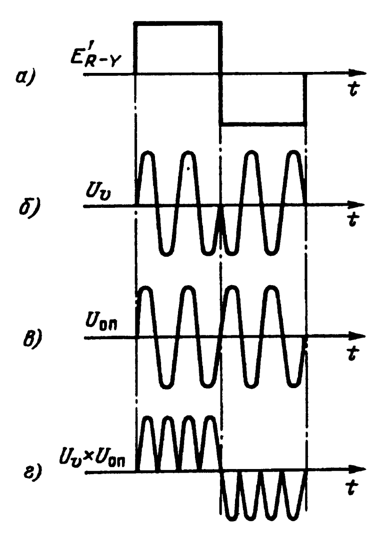


Рис.3.34. К работе мультипликативного синхронного детектора в виде аналогового перемножителя:
а — модулирующий сигнал; б — сигнал цветности на входе синхронного детектора; в — сигнал опорной поднесущей; г — сигнал на выходе перемножителя

В микросхемах канала цветности ПАЛ применяют синхронные детекторы мультипликативного типа в виде аналого-

вых перемножителей. На вход синхронного детектора поступает сигнал с балансной модуляцией, который можно представить следующим выражением: $U_v = E'_{R-Y}(t)\cos\omega_0 t$. При $E'_{R-Y}(t)=0$ поднесущая подавлена. Там, где $E'_{R-Y}(t)<0$, фаза поднесущей меняется на 180° (рис.3.34,*б*). Опорный сигнал (рис.3.34,*в*), совпадающий по фазе с поднесущей, может быть записан как $u_{оп} = U_{оп}\cos\omega_0 t$. В результате перемножения этих сигналов получаем

$$u_{вых} = U_{оп}E'_{R-Y}(t)\cos^2\omega_0 t = \frac{U_{оп}E'_{R-Y}(t)}{2} + \frac{U_{оп}E'_{R-Y}(t)}{2}\cos 2\omega_0 t. \quad (3.18)$$

Форма этого сигнала показана на рис.3.34,*г*. Член, содержащий $\cos 2\omega_0 t$, подавляется ФНЧ. Первое слагаемое дает демодулированный сигнал. Аналоговый перемножитель в режиме синхронного детектора имеет линейную демодуляционную характеристику.

3.3. Настройка и измерение основных параметров канала цветности ПАЛ

Наиболее трудоемка настройка канала цветности, выполненного на дискретных элементах. В качестве источника сигнала применяют кодирующее устройство ПАЛ с генератором цветных полос, например TR-9188 фирмы «Хирадаштехника» (Венгрия).

Прежде всего проверяют режимы всех каскадов канала по постоянному току. После этого размыкают цепь АРУ и вместо управляющего напряжения на исполнительный каскад подают постоянное напряжение от потенциометра, подключенного к источнику питания. С помощью измерителя частотных характеристик настраивают полосовой фильтр. Меняя напряжение от потенциометра, убеждаются в том, что исполнительная часть АРУ работает.

На вход канала подают сигнал ПАЛ от генератора. Усиление в канале устанавливают таким, чтобы сигнал на входе УЛЗ не ограничивался. В кодере ПАЛ выключают модуляцию сигналом E'_{B-Y}. Подключают осциллограф к выходу U_u блока задержки. Вращая сердечники в согласующих контурах УЛЗ и меняя размах прямого сигнала (потенциометр *R9* на рис.3.31,*а* или *R10* на рис.3.31,*б*), уменьшают до нуля размах паразитного сигнала на выходе U_u. Переключают вход осциллографа к выходу U_v блока задержки. В кодере ПАЛ выключают модуляцию сигналом E'_{R-Y}, включив модуляцию сигналом E'_{B-Y}. Проверяют отсутствие паразитных сигналов на выходе U_v. При необходимости подстраивают блок задержки. Настроить блок не удается, если неправиль-

но включены выводы УЛЗ или контур на ее выходе выполнен несимметричным.

После настройки блока задержки вход осциллографа подключают к выходу генератора опорной поднесущей (коллектор *VT4* на рис.3.20) и убеждаются в наличии генерации. Вместо осциллографа к выходу ГУН подключают частотомер. Петлю ФАПЧ размыкают (выпаивают *C10*) и устанавливают номинальную частоту ГУН (4,433618 МГц). В генераторе на рис.3.20 для этого вращают движок потенциометра *R14*. В канале цветности на микросхемах частоту ГУН регулируют триммером, включенным последовательно с кварцевым резонатором. После этого вновь замыкают петлю ФАПЧ и подают стробирующие импульсы на ФД. На выходе ФД должен появиться сигнал полустрочной частоты, а на выходе выключателя цветности — постоянное напряжение $E_{упр}$. Проверив с помощью осциллографа работу счетного триггера, переносят измерительную головку осциллографа на выход синхронного детектора *R–Y*. Если система ФАПЧ вошла в синхронизм, на экране осциллографа будет наблюдаться неподвижный сигнал E'_{R-Y}. При неправильной установке начальной частоты ГУН ФАПЧ не войдет в синхронизм и на экране осциллографа будет видна лишь огибающая сигнала E'_{R-Y}. Тогда надо слегка подстроить частоту генератора до получения неподвижной осциллограммы сигнала E'_{R-Y}. Затем в кодере выключают модуляцию сигналом E'_{B-Y}, а в канале цветности выключают задержанный сигнал (например, отпаивают *R11* в схеме на рис.3.31,*б*). На экране осциллографа вместо демодулированного сигнала будут видны помехи от сигнала E'_{R-Y}, вызванные неточной фазировкой опорной поднесущей в СД. Вращая сердечник в контуре синхронного детектора *B–Y* (*L1* на рис.3.33), подавляют помеху до минимально возможного значения.

Головку осциллографа подключают к выходу синхронного детектора *R–Y*. В кодере выключают модуляцию сигналом E'_{R-Y} и включают модулятор *B–Y*. Подстраивая фазу опорного сигнала в синхронном детекторе *R–Y* (сердечник *L3* на рис.3.33), снижают до минимума помеху от сигнала E'_{B-Y}. Восстанавливают блок задержки и включают в кодере оба модулирующих сигнала. Контролируют осциллографом формы цветоразностных сигналов на выходах СД. При необходимости подстраивают синхронные детекторы. На этом этапе работы выявляются ошибки, допущенные при сборке канала. Если, например, полярность выходного сигнала E'_{R-Y} неправильна, необходимо поменять местами провода, соединяющие СД *R–Y* со счетным триггером в БЦС. Если неправильны полярности обоих демодулированных сигналов, можно поменять полярность включения диодов в СД.

Наконец, при неправильном включении выводов одного из пьезопреобразователей УЛЗ на выходе *R–Y* выделяется сигнал E_{B-Y}, а на выходе *B–Y* — сигнал E_{R-Y}, причем оба сигнала имеют чередующуюся по строкам полярность.

После устранения дефектов потенциометром *R15* (рис.3.33) устанавливают правильное соотношение размахов цветораз-

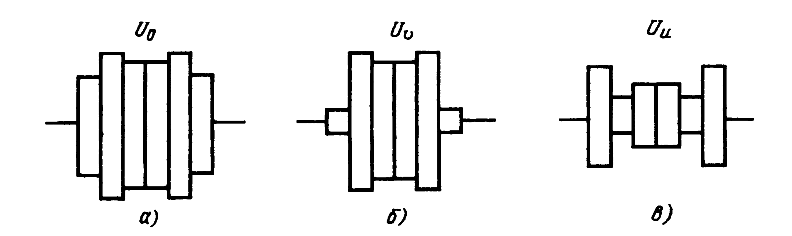


Рис.3.35. Формы сигналов цветности в канале ПАЛ:
а — на входе блока задержки; б — на входе СД $R-Y$; в — на входе СД $B-Y$

ностных сигналов E'_{B-Y}/E'_{R-Y} = 1,26. Затем замыкают цепь АРУ и проверяют осциллографом отсутствие ограничения сигналов цветности на выходах блока задержки. Осциллограммы огибающих сигналов U_0, U_v и U_u приведены на рис.3.35. (Формы огибающих сигналов U_u и U_v можно получить, вращая осциллограммы цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} вокруг оси времени.)

Если сигналы ограничены или, наоборот, их амплитуды чрезмерно малы, регулируют цепь АРУ, например меняют номинал резистора *R6* в схеме на рис.3.20.

Несколько по-иному проводится настройка канала цветности ПАЛ на микросхемах. Рассмотрим сначала наиболее сложный по регулировке канал цветности с микросхемой ПАЛ первого поколения TBA540 (MBA540). Существует много модификаций такого канала, в которых наряду с TBA540 используются микросхемы MCA640/650 или TBA520/560.

Будем для определенности рассматривать первую из этих модификаций каналов цветности (см. рис.10.10).

После включения канала и проверки режимов микросхем по постоянному току закорачивают выводы *13, 14* MBA540, что блокирует работу системы ФАПЧ. На вход канала подают полный сигнал ПАЛ с модуляцией цветными полосами. Вращая движок резистора *R46*, устанавливают размах сигнала на выводе *1* MCA640 4 В. Подстроечным сердечником в катушке *L11* устанавливают номинальную частоту ГУН. Для этого вход осциллографа подключают к контакту *10* или *12* MCA650 и добиваются получения нулевых биений, когда осциллограмма цветоразностного сигнала становится неподвижной. Снимают перемычку между выводами *13, 14* TBA540. Осциллограф подключают к выводу *5* MBA540. На его экране будут видны вспышки ПАЛ. Вращая сердечник в *L6*, добиваются максимального размаха вспышек. После этого резистором *R44* устанавливают размах вспышек 1,4 В.

Закорачивают выход УЛЗ (*R18*). Подключают осциллограф к выводу *12* MCA650. Вращая сердечник в *L6*, добиваются минимального различия амплитуд сигнала E'_{R-Y} в соседних строках. Осциллограф переключают на вывод *10* MCA650. Регулируя резистор фазовращателя *R37*, получают одинаковые амплитуды сигнала E'_{B-Y} во всех строках. Снимают закоротку с выхода УЛЗ.

Форма и амплитуда сигнала E'_{B-Y} в соседних строках снова становятся различными. Чтобы устранить эти искажения, регулируют индуктивности катушек *L4* и *L5* на входе и выходе УЛЗ. Переключают осциллограф к выводу *12* MCA650 и, вращая движок *R17*, устраняют искажения сигнала E'_{R-Y}.

Затем устанавливают номинальные амплитуды выходных цветоразностных сигналов. Для этого служат резисторы *R32* и *R33*.

Значительно проще настройка канала ПАЛ на микросхемах с кварцевым резонатором 8,8 МГц, например TDA3510 (см. рис.10.7).

На вход канала подают полный цветовой видеосигнал ПАЛ с модуляцией цветными полосами. Осциллограф подключают к выводу *1* микросхемы и, вращая сердечник в *L1*, добиваются получения максимального размаха сигнала. Проверяют работу ГУН (на выводе *15* микросхемы должен быть синусоидальный сигнал). Переносят вход осциллографа на вывод *11* микросхемы. Замыкают на корпус вывод *19* микросхемы, а выводы *22* и *23* соединяют между собой. При этом перестает работать система ФАПЧ и открывается канал цветности. На экране осциллографа появляется движущаяся осциллограмма сигнала E'_{R-Y}. Медленно вращая триммер *C21*, добиваются сближения частоты свободных колебаний ГУН с удвоенной частотой цветовой поднесущей. В момент, когда эти частоты равны, осциллограмма становится неподвижной. Отключают от корпуса вывод *19* микросхемы и размыкают выводы *22, 23*. Канал цветности должен остаться во включенном состоянии.

Последней операцией является настройка блока задержки. Для этого в кодере выключают модуляцию сигналом E'_{R-Y}. Вращая движок *R5* и сердечник в *L3*, добиваются подавления помех на выводе *11* от сигнала E'_{B-Y}. Восстанавливают нормальный режим кодера и проверяют осциллографом наличие сигнала E'_{B-Y} на выводе *10* микросхемы.

Аналогичным образом настраиваются и другие каналы цветности ПАЛ, в которых используются микросхемы с кварцевым резонатором 8,8 МГц (К174ХА28, TDA2520, TDA4510, TDA3560, TDA3562 и т.д.).

Коротко рассмотрим методику измерения некоторых параметров канала цветности ПАЛ.

Фазовая погрешность из-за неточного времени задержки УЛЗ и ошибки фазоинвертора в блоке задержки. В кодирующем устройстве поочередно выключают модуляторы *R–Y* и *B–Y*. На том выходе блока задержки, где основной сигнал $U_с$ отсутствует, измеряют амплитуду помехи $U_п$. Фазовую погрешность определяют по формуле

$$\Delta\varphi_{лз} = \arcsin\frac{U_п}{U_с}. \qquad (3.19)$$

Статическая фазовая ошибка генератора опорной поднесущей. В блоке задержки выключается задержанный сигнал. С помощью осциллографа наблюдают демодулированный сигнал на выходе одного из синхронных детекторов. Амплитуды сигнала на соседних строках будут не одинаковы (A и B). Значение статической фазовой ошибки ФАПЧ приближенно составляет

$$\Delta\varphi_0 \approx \arcsin\frac{A-B}{A+B}. \qquad (3.20)$$

Качество работы синхронных детекторов (подавление квадратурных сигналов). Задержанный сигнал выключается. В кодирующем устройстве поочередно выключают модуляторы $R-Y$ и $B-Y$. На выходе того синхронного детектора, где основной сигнал отсутствует, измеряют помеху, вызванную демодуляцией квадратурного сигнала. Отношение помехи к номинальному размаху сигнала выражают в децибелах.

Полоса захвата ФАПЧ. На вход канала цветности подают синусоидальный сигнал от высокочастотного генератора (ГСС), соединенного с частотомером. На вход вертикального усилителя осциллографа через буфер подают сигнал от ГУН, а на вход горизонтального усилителя — сигнал от генератора. Приближают частоту генератора к частоте цветовой поднесущей сначала со стороны более высоких, а потом более низких частот. Измеряют значения частот f_1 и f_2, при которых на экране осциллографа устанавливается неподвижная фигура Лиссажу (в виде эллипса, когда ГУН работает на частоте 4,43 МГц, и в виде восьмерки — если ГУН рассчитан на частоту 8,86 МГц). Полоса захвата составит $\Delta f_з = (f_1 - f_2)/2$.

Полоса удержания ФАПЧ. Используется та же аппаратура, что и для измерения полосы захвата. Фиксируют частоты f_3 и f_4, при которых происходит срыв синхронизации ФАПЧ. Полоса удержания $\Delta f_у = (f_3 - f_4)/2$.

Начальная расстройка ГУН. На вход канала цветности подают синусоидальный сигнал от генератора стандартных сигналов (ГСС). Амплитуда сигнала около 1 В. Частота сигнала, которая контролируется частотомером, устанавливается равной 4433,6 кГц.

Выключают систему ФАПЧ и принудительно открывают канал цветности в режиме ПАЛ. Способ получения такого режима зависит от типа микросхемы, на которой выполнен канал цветности. В микросхеме TDA3510 (К174ХА28) соединяют выводы *22* и *23*, а вывод *19* замыкают на корпус. В микросхеме TDA4555 (К174ХА32) замыкают на корпус вывод *17*, а вывод *28* соединяют через резистор 1 кОм с источником питания напряжением +12 В.

Вход осциллографа подключают к одному из выходов цветоразностных сигналов. На экране осциллографа появляется сигнал биений между частотами входного сигнала и ГУН. Плавно меняют частоту ГСС до получения частоты биений,

близкой к нулю. Считывают с табло частотомера значение частоты входного сигнала f_c. Расстройка ГУН будет составлять

$$\Delta f = (f_c - 4433{,}618)\ \text{кГц}. \qquad (3.21)$$

Коэфициент передачи в петле ФАПЧ

$$A_п = \frac{\Delta f_0}{\Delta \varphi_0\ [\text{рад}]}. \qquad (3.22)$$

Глава 4
Многостандартные каналы цветности

4.1. Основные типы многостандартных каналов цветности

Большинство современных моделей цветных телевизоров, выпускаемых в Западной Европе, имеют двухстандартный канал цветности ПАЛ/СЕКАМ. Иногда добавляют цветовой стандарт НТСЦ 4,43 МГц, который используется в некоторых видеомагнитофонах, и очень редко — принятый в США стандарт НТСЦ 3,58 МГц. Каналы цветности ПАЛ/СЕКАМ используются и в последних моделях отечественных цветных телевизоров[1].

Возможны три варианта построения многостандартных каналов цветности.

1. *Канал с общими для разных систем узлами и переключением режимов их работы.* Такая структура в период дискретной схемотехники позволяла сократить число деталей в канале. Общие для двух стандартов узлы с переключением цепей использованы в комплекте микросхем TCA640/650. Этот же принцип заложен в структуру микросхем четырехстандартных каналов цветности TDA4555 и TDA4650. Каналы этого типа должны содержать распознаватель стандартов, управляющий коммутацией цепей.

2. *Раздельные, включенные параллельно, каналы цветности на разные стандарты.* При использовании полупроводниковых БИС такое решение не вызывает существенного увеличения числа комплектующих элементов. Вместе с тем оно упрощает, когда это необходимо, выпуск на той же элементной базе одностандартного канала.

3. *Использование принципа транскодирования.* В первых моделях таких каналов цветности применялись конверторы-приставки. Затем на их базе были созданы микросхемы. Недостаток такого решения — дополнительные искажения сигнала, вызванные его обработкой в конверторе.

---

[1] Следует отметить, что наличие многостандартного канала цветности еще не означает возможность работы телевизора во всех странах, где эти системы цветного телевидения приняты. Для этого необходимо еще, чтобы радио- и звуковой каналы были также многостандартными, т.е. обеспечивали обработку соответствующих черно-белых телевизионных стандартов, например B/G, D/K, L и M. Чаще всего западно-европейские телевизоры рассчитаны только на стандарт B/G. На территории России они не воспроизводят звуковое сопровождение и не принимают некоторые каналы отечественного телевидения.

4.2. Комбинированные узлы ПАЛ/СЕКАМ

Путем переключения внутренних цепей часть узлов канала цветности может использоваться как в режиме СЕКАМ, так и ПАЛ. В каналах на дискретных элементах удается объединить БЦС и блок задержки. В микросхемах применяют также общие для разных систем демодуляторы. Рассмотрим особенности выполнения комбинированных узлов.

Демодулятор. Частотный детектор на базе аналогового перемножителя может работать как синхронный детектор ПАЛ или НТСЦ мультипликативного типа. Для этого отключается фазовращающий контур и на второй вход перемножителя подается опорная поднесущая. Такое решение использовано в микросхеме TCA650 (К174ХА8). На рис.4.1 приведена электрическая схема этого узла. Дифференциальный усилитель *VT71* – *VT73* управляется напряжением $E_{п/с}$ от распознавателя систем (12 В в режиме ПАЛ, 0 В — в режиме СЕКАМ). В режиме СЕКАМ открывается транзистор *VT68*, и на эмиттеры *VT67*, *VT70* перемножителя поступает входной сигнал, прошедший фазовращатель. Когда принимается сигнал ПАЛ, *VT68* закрывается, а *VT69* открывается. В результате на перемножитель подается опорный сигнал $U_{оп}$ от генератора поднесущей, что обеспечивает демодуляцию сигнала ПАЛ. Подобного типа демодуляторы использованы также в микросхеме TDA4555.

Блок цветовой синхронизации. Путем переключения цепей дискретный фазовый детектор, входящий в состав генератора опорной поднесущей ПАЛ, может быть преобразован в частотный детектор. Тогда БЦС ПАЛ превращается в БЦС СЕ-

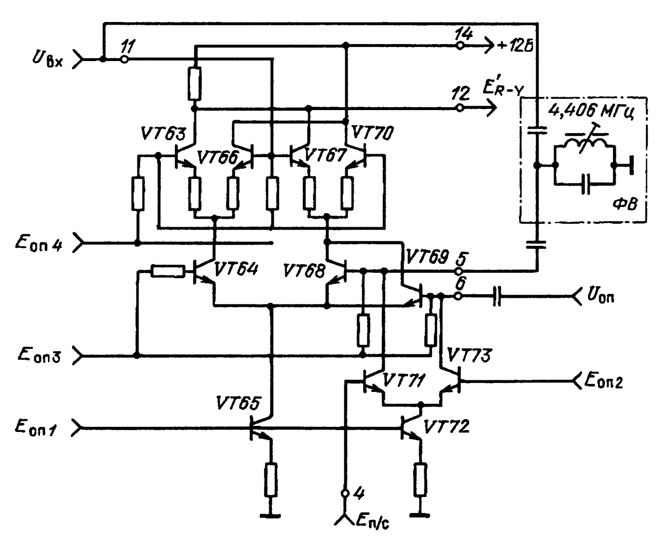


Рис.4.1. Демодулятор сигнала ПАЛ/СЕКАМ микросхемы TCA650

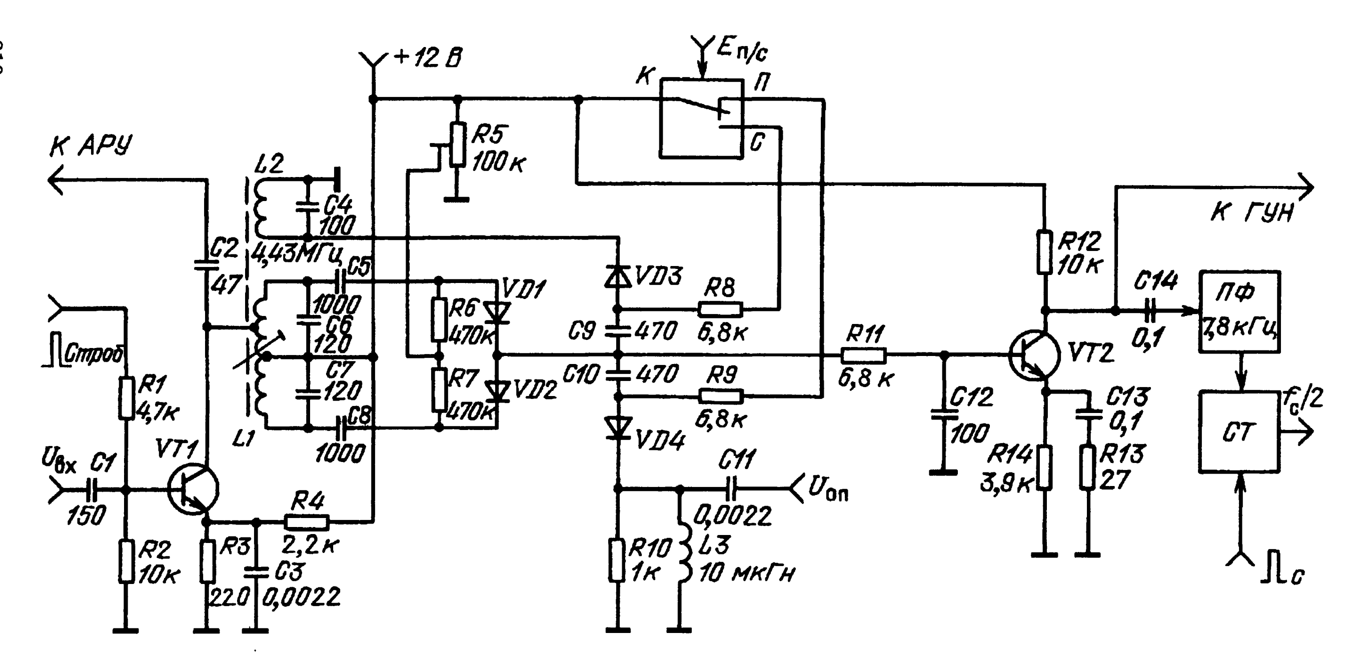


Рис.4.2. Блок цветовой синхронизации СЕКАМ/ПАЛ

КАМ [4.1]. Пример выполнения такой схемы дан на рис.4.2. В интервалы гашения по строкам на базу *VT1* поступает сигнал цветности. В режиме ПАЛ переключатель К переводят в положение П. При этом отпирается диод *VD4* и на фазовый детектор поступает опорная поднесущая ПАЛ от ГУН. В результате система ФАПЧ обеспечивает совмещение фазы сигнала ГУН с осью *R–Y*. В режиме СЕКАМ на базу *VT1* поступают опорные пакеты поднесущей. Переключатель К устанавливают в положение С. Отпирается диод *VD3*, и на среднюю точку диодов *VD1, VD2* проходит сигнал с дополнительной обмотки *L2* на контуре ФД. Фазовый детектор преобразуется в частотный. На базе *VT2* выделяется сигнал полустрочной частоты, обеспечивающий синхронизацию фазы триггера *СТ*.

Блок цветовой синхронизации микросхемы TCA640 (см. рис.2.91) рассчитан на работу как от сигнала СЕКАМ, так и от ПАЛ. В режиме ПАЛ на вывод *16* микросхемы поступает напряжение АРУ от микросхемы TBA540. Это напряжение при неправильной фазе триггера увеличивается до 12 В. При этом открываются транзисторы *VT55*, что предотвращает срабатывание устройства по сигналу СЕКАМ, и *VT59*, вызывая открывание *VT52* и закрывание *VT44*, т.е. остановку счетного триггера. Когда фаза триггера правильна, напряжение АРУ уменьшается до значений менее 4 В. Транзисторы *VT59* и *VT60* закрываются, что вызывает включение канала цветности.

Входной фильтр. Фильтр КВП может быть преобразован в полосовой фильтр ПАЛ путем подключения дополнительного шунтирующего резистора, расширяющего полосу пропускания контура. Это решение применяется в декодерах ПАЛ/СЕКАМ на микросхемах серии TCA (рис.3.30).

В режиме СЕКАМ напряжение $E_{п/с}$, вырабатываемое распознавателем систем, равно нулю. Диод *VD1* поддерживается в запертом состоянии, и контур *L1C3*, добротность которого определяется номиналом резистора *R4*, выполняет функции КВП. В режиме ПАЛ $E_{п/с}$ = 12 В. Диод *VD1* отпирается, *R3* шунтирует КВП, и его полоса пропускания расширяется до 2 МГц, что позволяет выделить составляющую цветности ПАЛ из полного видеосигнала.

Блок задержки. На рис.4.3 показана электрическая схема двухстандартного блока задержки СЕКАМ/ПАЛ. Сигнал на УЛЗ подается с выхода усилительного каскада *VT1*, общего для двух стандартов. Управляющее напряжение $E_{п/с}$ в режиме ПАЛ отпирает *VD1* и запирает *VD2*. При этом прямой сигнал через *VD1* поступает на среднюю точку катушки *L2*, что обеспечивает разделение компонент U_u и U_v. В режиме СЕКАМ *VD1* запирается, а *VD2* отпирается. На коммутатор СЕКАМ прямой сигнал поступает с потенциометра *R4* на входе УЛЗ через усилительный каскад *VT2*. Задержанный сигнал с одного из выводов *L2* проходит через *VT3* на второй вход коммутатора. Демодуляторы ПАЛ и СЕКАМ в каналах на дискретных элементах обычно не объединяют.

Для перестройки режима работы комбинированных узлов необходимо управляющее напряжение, которое вырабатыва-

Рис.4.3. Электрическая схема блока задержки СЕКАМ/ПАЛ

ется специальным распознавателем типа принимаемого сигнала.

4.3. Распознаватели систем цветного телевидения

Чтобы определить тип принимаемого сигнала, может быть использовано различие частот защитных пакетов поднесущей СЕКАМ и вспышек ПАЛ. На этом принципе основан распознава-

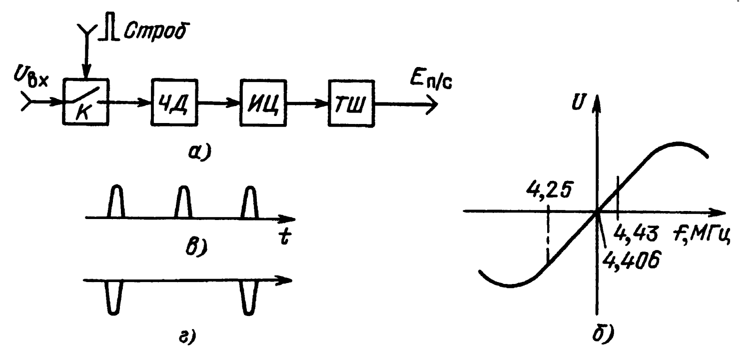


Рис.4.4. Распознаватель систем [4.2]

тель, предложенный в [4.2]. Распознаватель содержит (рис.4.4,*а*) ключ К, управляемый стробирующими импульсами, частотный детектор ЧД, интегрирующую цепь ИЦ и триггер Шмитта ТШ. Нулевая точка АЧХ ЧД настроена на частоту защитных пакетов поднесущей в строках U_R сигнала СЕКАМ (рис.4.4,*б*). Когда принимается сигнал ПАЛ, вспышки, имеющие частоту 4,43 МГц, создают на выходе ЧД положительные импульсы строчной частоты (рис.4.4,*в*). Если на вход устройства поступает сигнал СЕКАМ, защитные пакеты поднесущей в строках U_B после детектирования преобразуются в импульсы отрицательной полярности (рис.4.4,*г*), повторяющиеся через строку. На выходе интегрирующей цепи из импульсов формируется постоянное напряжение положительной или отрицательной полярности, которое переключает триггер Шмитта. Напряжение с выхода триггера Шмитта используется для перевода канала цветности в режим ПАЛ или СЕКАМ, в зависимости от типа принимаемого сигнала.

В двухстандартных каналах цветности на микросхемах TCA640, TCA650 и TBA540 для распознавания типа принимаемого сигнала обычно использовалась разность напряжений на накопительных конденсаторах БЦС, подключенных к выводам *9* и *10* микросхемы TCA640. Когда принимается черно-белая программа или сигнал ПАЛ, разность напряжений близка к нулю. Если на вход канала поступает сигнал СЕКАМ, разность напряжений увеличивается до 0,2...0,3 В. Этот перепад напряжения подают на вход усилителя постоянного тока, с выхода которого снимают управляющее напряжение, меняющееся при переходе от режима СЕКАМ к режиму ПАЛ от нуля до 12 В. Устойчивость такого распознавателя получается невысокой, так как БЦС СЕКАМ в микросхеме TCA640 иногда срабатывает от сигнала ПАЛ. Поэтому предложен другой вариант распознавателя, в котором для управления режимом работы канала используется напряжение АРУ, вырабатываемое микросхемой генератора опорной поднесущей ПАЛ TBA540 [4.3]. Когда принимается черно-белая программа или сигнал СЕКАМ, это напряжение составляет 4 В. Если на вход канала поступает сигнал ПАЛ, а фаза триггера в TCA640 правильна, напряжение АРУ уменьшается до 2...2,5 В. Если же фаза триггера неправильна, напряжение возрастает до 10...12 В.

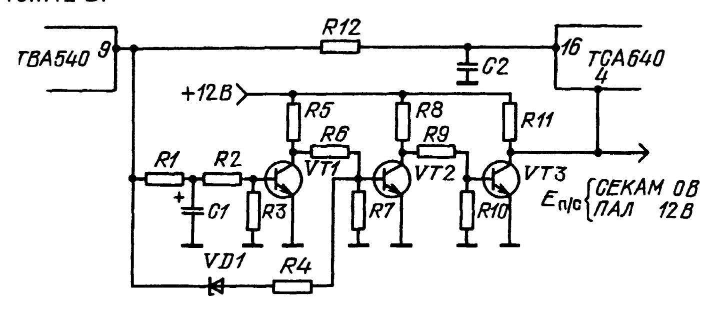


Рис.4.5. Распознаватель систем [4.4]

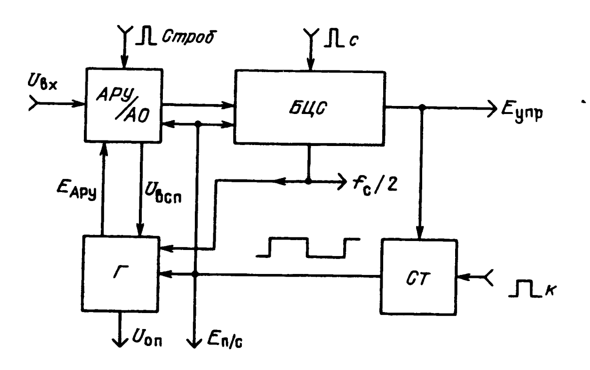


Рис.4.6. Распознаватель систем [4.4]

Чтобы из напряжения АРУ сформировать сигнал управления $E_{п/с}$, применяется так называемый дискриминатор окна (рис.4.5). Если напряжение АРУ меньше 3 В, *VT1* закрыт, а *VT2* открыт. При $E_{АРУ}$>5 В открываются опорный диод *VD1* и транзистор *VT2*. При 0,3 В < $E_{АРУ}$ < 5 В открывается *VT1* и на выходе инвертирующего транзистора *VT3* напряжение равно нулю, что соответствует режиму СЕКАМ. Если $E_{АРУ}$ < 0,3 В и $E_{АРУ}$ > 5 В, коллекторное напряжение *VT3* равно 12 В (режим ПАЛ).

Рассмотренный распознаватель использовался в телевизоре «Идеал-Колор 3600» фирмы ИТТ. Недостатком этого распознавателя являются помехи, создаваемые работающим генератором ПАЛ в режиме, когда принимается сигнал СЕКАМ. Этот недостаток устранен в распознавателе, функциональная схема которого дана на рис.4.6 [4.4]. Входной сигнал проходит через систему АРУ, которая в режиме СЕКАМ преобразуется в амплитудный ограничитель (как в микросхеме TCA640). Управляющее напряжение АРУ вырабатывается в генераторе Г опорной поднесущей. Счетный триггер СТ управляется импульсами полей, и на его выходе выделяется меандр напряжения кадровой частоты. Вход блокирования триггера соединен с выходом выключателя цветности, входящего в состав БЦС. Триггер переключается импульсами полей, когда принимается черно-белая программа, и блокируется напряжением $E_{упр}$ при приеме цветной программы по любой из двух систем ЦТ. Выходное напряжение триггера используется как сигнал $E_{п/с}$, принудительно переключающий канал цветности из режима ПАЛ в режим СЕКАМ и обратно. Если на вход канала поступает сигнал СЕКАМ, а напряжение на выходе СТ соответствует режиму ПАЛ, триггер переключается очередным импульсом полей и переводит систему в режим СЕКАМ. Генератор ПАЛ выключается, входной каскад переходит в режим амплитудного ограничения. Блок цветовой синхронизации сработает, и на выходе выключателя цветности появится напряжение $E_{упр}$, которое включает канал цветности и блокирует СТ в состоянии, соответствующем приему сигнала СЕКАМ. Блокирование поддерживается до тех пор, пока принимается сигнал СЕКАМ. После переключения селектора каналов

телевизора на прием черно-белой программы СТ вновь начинает работать и система переходит в режим поиска. Когда на вход канала цветности поступит сигнал ПАЛ, СТ будет блокирован напряжением $E_{упр}$ в режиме, обеспечивающем демодуляцию сигнала ПАЛ. Так как в рассматриваемой системе генератор поднесущей работает только при приеме программы ПАЛ, исключаются помехи, вызванные интерференцией опорной поднесущей с сигналом цветности СЕКАМ.

Распознаватель такого типа применен в микросхемах декодера TDA4555 и TDA4650 фирмы «Филипс», обеспечивающих демодуляцию сигналов цветности четырех систем: ПАЛ, СЕКАМ, НТСЦ (3,58 МГц) и НТСЦ (4,43 МГц), а также в отечественной ИС К174ХА32. Опрос производится с частотой, равной 1/4 частоты полей, и система блокируется после срабатывания БЦС, когда канал соответствует принимаемому стандарту.

4.4. Двухстандартные каналы цветности конверторного типа

Впервые конвертор, обеспечивающий прием сигнала СЕКАМ на стандартный телевизор ПАЛ, был предложен в [4.5]. Функциональная схема такого устройства дана на рис.4.7. Необходимый режим работы канала устанавливается переключателем К1, который управляется напряжением $E_{п/с}$ от распознавателя систем. В режиме ПАЛ ключ К1 переводится в положение П, и сигнал проходит обычные цепи канала ПАЛ: полосовой фильтр

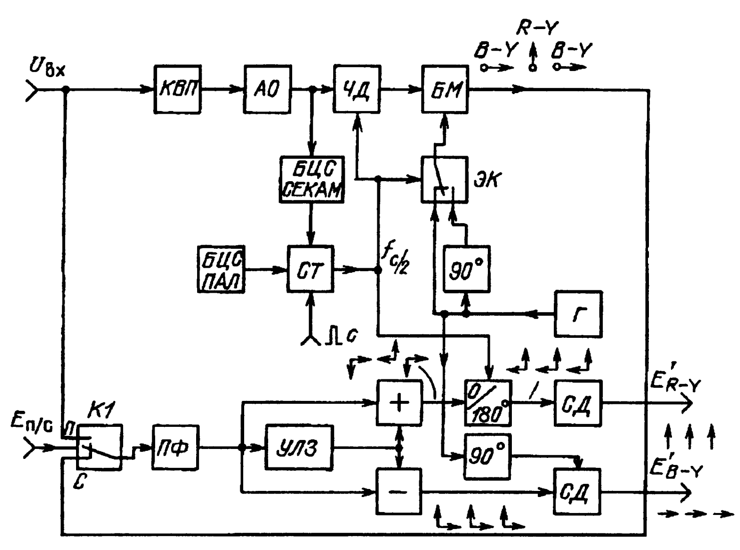


Рис.4.7. Функциональная схема канала цветности СЕКАМ/ПАЛ с конвертором [4.5]

ПФ, блок задержки и синхронные детекторы СД. Когда принимается программа СЕКАМ, К1 переводят в положение С. Сигнал проходит корректор высокочастотных предыскажений КВП, амплитудный ограничитель АО и одиночный частотный детектор ЧД, на выходе которого выделяются чередующиеся цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. На ЧД подан меандр напряжения полустрочной частоты, меняющий на каждой второй строке нулевую частоту ЧД так, что уровни черного в цветоразностных сигналах оказываются одинаковыми. Демодулированные цветоразностные сигналы поступают на амплитудный балансный модулятор БМ, на который подан опорный сигнал от генератора поднесущей ПАЛ. Коммутатор ЭК меняет в каждой второй строке фазу опорного сигнала на 90°.

На выходе балансного модулятора выделяется так называемый сигнал псевдо-ПАЛ, в котором на каждой строке присутствует только одна составляющая сигнала цветности: U_u или U_v. После прохождения блока задержки ПАЛ в каждой строке появляются две квадратурные компоненты (векторные диаграммы сигналов показаны стрелками на рис.4.7). Сигналы на входах синхронных детекторов получаются такими же, как в канале цветности НТСЦ, т.е. на входе каждого СД присутствуют обе компоненты: U_u и U_v, находящиеся в квадратуре. Отсюда главный недостаток конвертора — фазовые погрешности генератора опорной поднесущей, балансного модулятора и других звеньев канала вызывают перекрестные искажения между сигналами E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Настройка канала цветности с конвертором довольно сложна.

В 1981 г. американская фирма «Моторола» разработала комплект микросхем под названием «Хрома-3». Комплект состоял из двух БИС, TDA3300 и TDA3030 и обеспечивал демодуляцию сигналов ПАЛ, СЕКАМ и НТСЦ [4.6]. Видеопроцессор TDA3300 содержит канал цветности ПАЛ, который может переводиться в режим демодуляции сигнала НТСЦ, электронные регуляторы контрастности, насыщенности и яркости, матрицу *RGB*, а также систему автоматической установки уровней черного в выходных сигналах. Микросхема TDA3030 содержит конвертор СЕКАМ/ПАЛ с улучшенными параметрами. На рис.4.8 приведена упрощенная функциональная схема комплекта «Хрома-3». Когда принимается программа ПАЛ, ключи К1–К3 находятся в положении П. Сигнал цветности проходит полосовой фильтр и поступает на вывод *1* микросхемы TDA3300. После устройства АРУ и регулятора насыщенности НАС сигнал цветности выводится из микросхемы через выводы *3, 4* и подается на блок задержки. Разделенные компоненты U_u и U_v проходят через ключи К2, К3 микросхемы TDA3030 и вводятся в микросхему TDA3300 (выводы *7, 8*), где демодулируются синхронными детекторами СД.

Если принимается программа СЕКАМ, то сигнал цветности проходит корректор высокочастотных предыскажений КВП и демодулируется в микросхеме TDA3030 одиночным ЧД. Частотный детектор выполнен в виде аналогового перемножителя с внешним фазовращающим контуром *L1C1*. Резистор *R2* служит для выравнивания уровней черного в строках *R–Y* и *B–Y*. Демо-

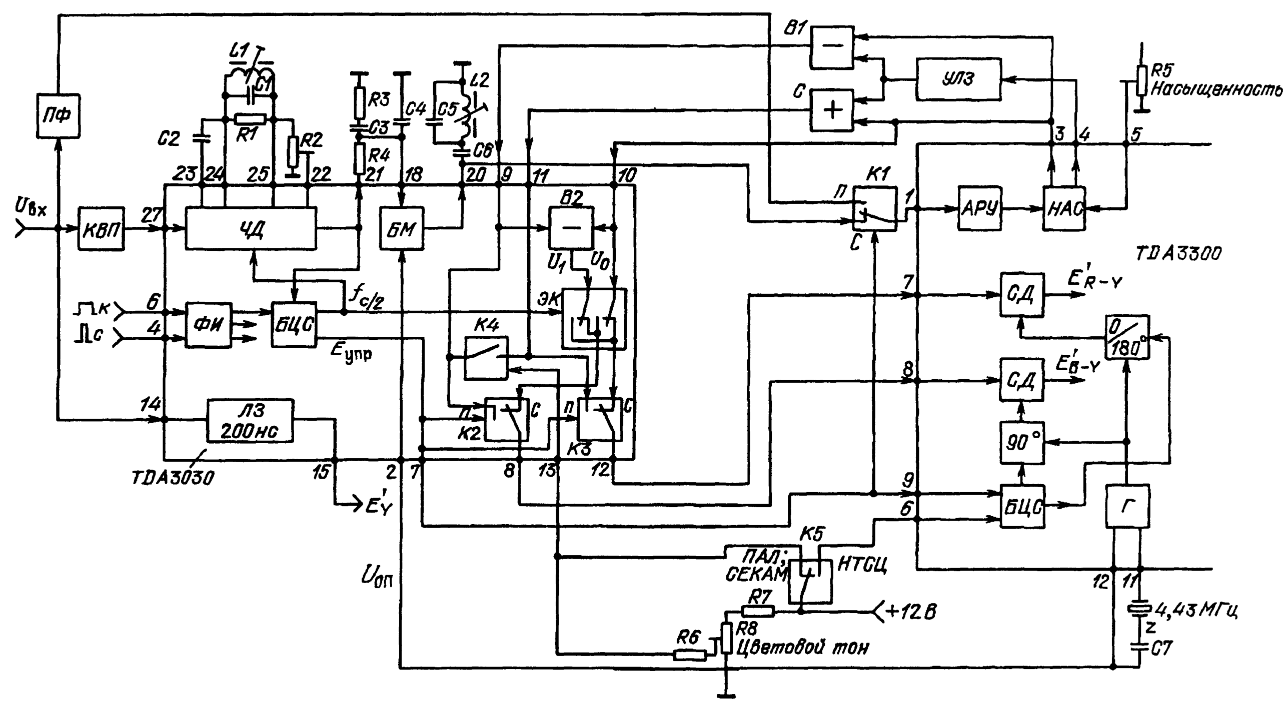
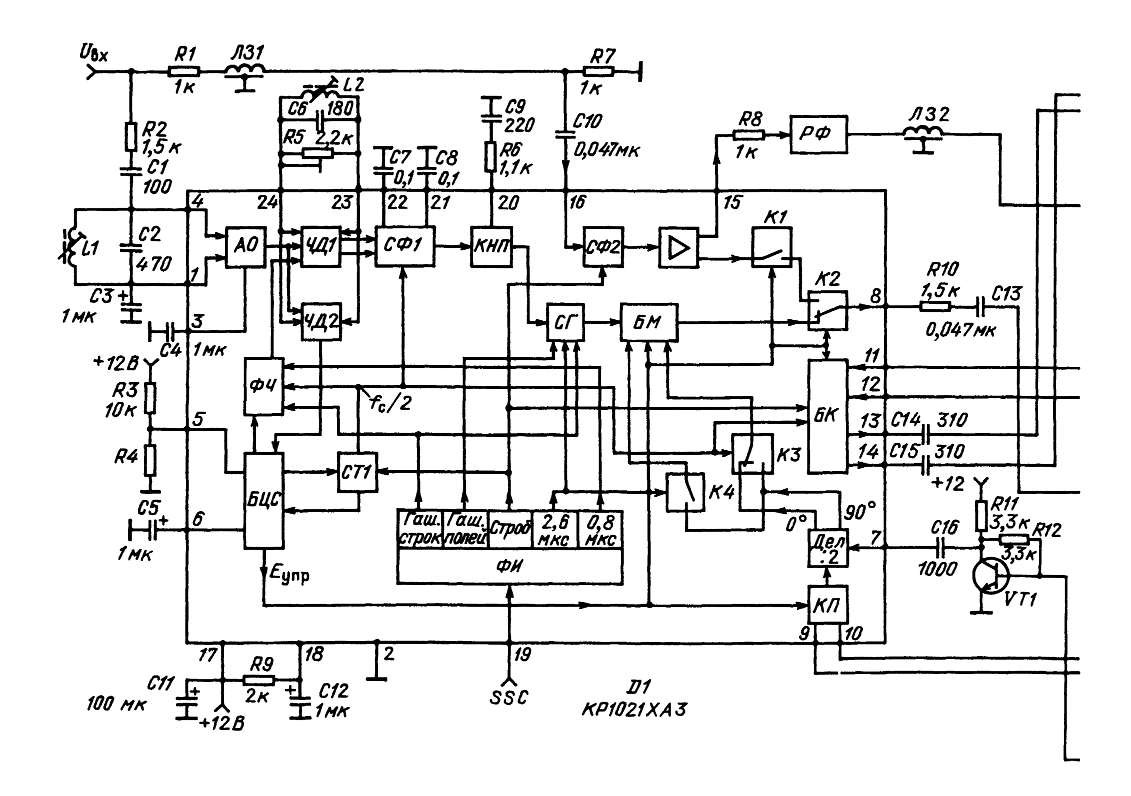


Рис.4.8. Упрощенная функциональная схема комплекта микросхем TDA3300/3030


Uвх
R1
1к
Л31
R7
1к
L2
C6 180
R5 2,2к
C9
220
C10
0,047мк
R6
1,1к
C7
0,1
C8
0,1
R8
1к
РФ
Л32
R2
1,5к
C1
100
C2
470
L1
C3
1мк
C4
1мк
4
24
23
22
21
20
16
15
1
3
АО
ЧД1
ЧД2
СФ1
КНП
СФ2
К1
К2
К3
К4
СГ
БМ
БК
ФЧ
БЦС
СТ1
fc/2
R10
1,5к
C13
0,047мк
8
11
12
13
14
C14 310
C15 310
+12В
R3
10к
R4
5
C5
1мк
6
Eупр
Гаш. строк
Гаш. полей
Строб
2,6 мкс
0,8 мкс
ФИ
90°
0°
Дел :2
7
КП
9
10
+12
R11
3,3к
R12
3,3к
C16
1000
VT1
17
18
2
19
C11
100 мк
R9
2к
C12
1мк
+12В
SSC
D1
КР1021ХА3

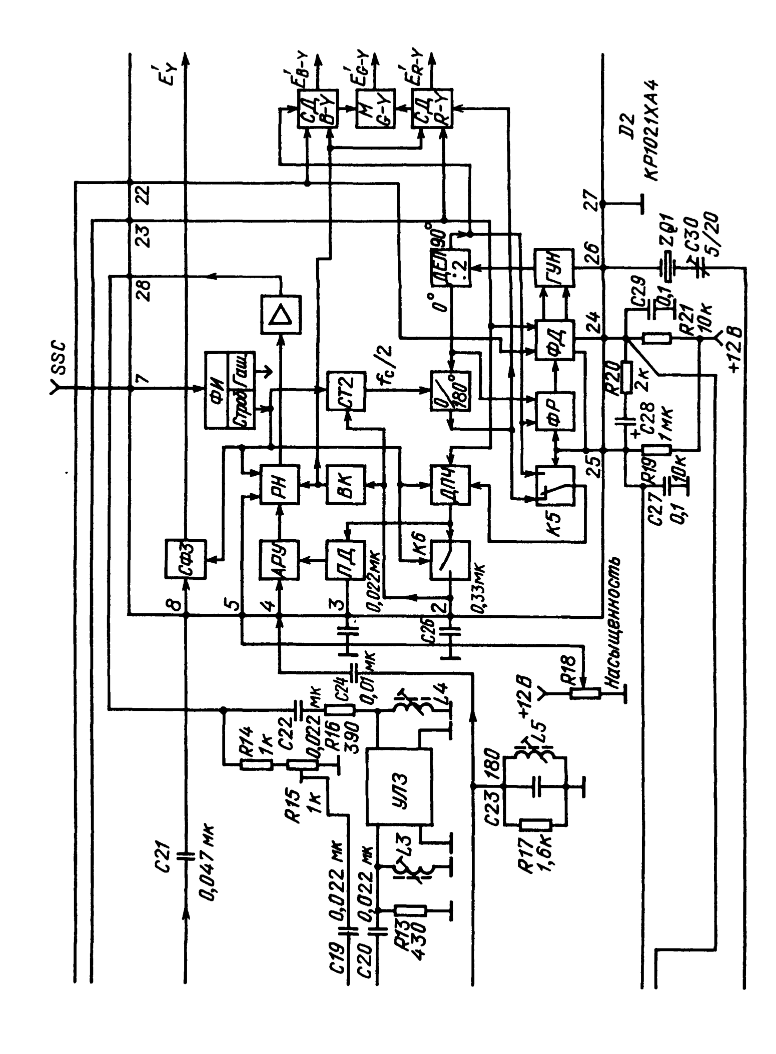


Рис.4.9. Функциональная схема канала цветности СЕКАМ/ПАЛ на микросхемах КР1021ХА3, КР1021ХА4

дулированный сигнал проходит в блок цветовой синхронизации БЦС, который формирует меандр напряжения полустрочной частоты и управляющее напряжение $E_{упр}$, переводящее ключи К2 и К3 в положение С. После внешней цепи коррекции низкочастотных предыскажений (*C3*, *R3*) демодулированный цветоразностный сигнал с выровненными уровнями черного проходит в балансный модулятор БМ, на который подан опорный сигнал от генератора поднесущей микросхемы TDA3300 (вывод *12*). С выхода БМ сигнал цветности через ключ К1 проходит в микросхему TDA3300.

В режиме СЕКАМ работа этой микросхемы меняется. Напряжение $E_{упр}$ от БЦС СЕКАМ подается на ключ К1, переводя его в положение С, и на вывод *9* микросхемы TDA3300, где выключает фазовращатель 90° и коммутатор ПАЛ. Поэтому на оба синхронных детектора и на БМ поступает опорная поднесущая с одинаковой фазой, совпадающей с осью *R–Y*. После АРУ и регулятора насыщенности прямой сигнал U_0 проходит через контакт *10* TDA3030 на первый вход коммутатора СЕКАМ (ЭК). На второй вход этого коммутатора подается сигнал с выхода вычитателя В2, равный разности сигналов с двух выходов блока задержки: $U_0+U_1-(U_0-U_1) = 2U_1$, т.е. задержанный сигнал. На выходах коммутатора составляющие U_u и U_v разделяются. Затем эти составляющие проходят в микросхему TDA3300, где демодулируются синхронными детекторами. Таким образом, в отличие от обычного канала цветности с конвертором комплект «Хрома-3» обеспечивает в режиме СЕКАМ разделение компонент U_u и U_v на входах синхронных детекторов. Поэтому фазовые погрешности в сигналах не вызывают перекрестных искажений, а лишь незначительно уменьшают амплитуды цветоразностных сигналов. Недостатком комплекта является то, что паразитные связи в коммутаторе ЭК микросхемы TDA3030 создают перекрестные искажения между цветоразностными сигналами, так как составляющие U_u и U_v синфазны.

Несколько лучшие результаты дают микросхемы конверторов СЕКАМ типов TDA3590, TDA3591 и TDA3590A, разработанные фирмой «Филипс». Устройство этих БИС практически одинаково. Они применяются совместно с видеопроцессорами ПАЛ TDA3560, TDA3561 или TDA3562A [4.7]. Отечественная промышленность разработала функциональные аналоги микросхем TDA3591 и TDA3562A – КР1021ХА3, КР1021ХА4. На рис.4.9 приведена структурная схема двухстандартного канала цветности СЕКАМ/ПАЛ на этих микросхемах.

Сигнал цветности, прошедший фильтр КВП (*L1 C2*), подводится к выводам *4, 1* микросхемы КР1021ХА3. После амплитудного ограничителя АО сигнал поступает на два параллельно включенных частотных детектора. Один из них (ЧД1) служит для демодуляции сигнала цветности СЕКАМ, а второй (ЧД2) — для выделения сигнала цветовой синхронизации, который затем подается в блок цветовой синхронизации (БЦС).

Когда принимается сигнал ПАЛ, в котором частоты вспышек одинаковы во всех строках, БЦС опознает его как «не СЕКАМ».

При этом замыкается ключ К1, а К2 соединяет выход К1 с выводом *8* микросхемы. Полный цветовой видеосигнал ПАЛ проходит линию задержки ЛЗ1, устройство фиксации СФ2 и выводится из микросхемы через контакты *15* и *8*. После режекторного фильтра РФ и второй линии задержки ЛЗ2 сигнал яркости проходит через вывод *8* микросхемы КР1021ХА4, где производятся фиксация уровня черного (СФЗ), матрицирование и дальнейшая обработка. С вывода *8* КР1021ХА3 полный видеосигнал (рис.4.10,*г*) проходит полосовой фильтр *L5C23*, выделяющий сигнал цветности, который вводится в КР1021ХА4 через вывод *4*. После цепи АРУ и оперативного регулятора насыщенности РН сигнал цветности ПАЛ через вывод *28* вновь выходит из КР1021ХА4 и подается на блок задержки. Благодаря стробированию регулятора насыщенности амплитуда вспышек в сигнале на выводе *28* поддерживается постоянной. Задержанный на строку сигнал цветности (рис.4.10,*з*) поступает на вывод *12* КР1021ХА3. Одновременно на вывод *11* этой микросхемы с движка резисто-

№ выв.	Режим СЕКАМ	Размах, мВ	Режим ПАЛ	Размах, мВ
20	а) E'_{R-Y} E'_{B-Y}	1200 710	б)	
8	в) $+U_{\upsilon}$ $+U_u$		г)	1100 700
11	д) $+U_{\upsilon}$ $+U_u$	100	е)	100
12	ж) $+U_u$ $+U_{\upsilon}$	100	з)	100
13	и) $+U_{\upsilon}$ $-U_{\upsilon}$	100	к) U_{υ} U_{υ}	100
14	л) $+U_u$ $+U_u$	100	м) U_u U_u	100

Рис.4.10. Эпюры сигналов в схеме рис.4.9

ра *R15* снимается незадержанный сигнал цветности (рис.4.10,*е*). Внутри микросхемы сигналы проходят в блок коммутации БК.

В режиме ПАЛ БК работает как матрица сигналов ПАЛ, разделяющая составляющие U_v (рис.4.10,*к*) и U_u (рис.4.10,*м*), которые с выводов *13, 14 D1* через конденсаторы *C14, C15* проходят на выводы *22, 23 D2*. Составляющая U_v поступает на вход синхронного детектора СД *R–Y*, а U_u — на вход СД *B–Y*. Одновременно обе составляющие цветности подаются на входы фазового детектора ФД вспышки. Детектор является частью системы ФАПЧ, в состав которой входят также ГУН и фильтр нижних частот (дискретные внешние элементы *C27, R19, C28, R20, C29, R21*). Генератор, управляемый напряжением, работает на удвоенной частоте цветовой поднесущей ПАЛ (8,867238 МГц). В делителе ДЕЛ основная и инвертированная составляющие сигнала ГУН делятся по частоте на два. В результате формируются два опорных сигнала с частотой 4,433619 МГц, сдвинутые по фазе точно на 90°. Опорный сигнал с фазой 0° совпадает с осью *R–Y*. Через регулятор фазы ФР он подается на фазовый детектор ФД, где сравнивается со вспышкой из принимаемого сигнала. Этот же опорный сигнал через коммутатор 0/180°, управляемый счетным триггером СТ2, поступает на синхронный детектор *R–Y*, где обеспечивает демодуляцию компоненты U_v. Опорный сигнал с фазой 90°, совпадающей с осью *B–Y*, подается на СД *B–Y*. Фаза вспышки меняется от строки к строке на угол ±135° относительно оси *B–Y*. Поэтому в режиме удержания ФАПЧ на выходе ФД выделяется напряжение прямоугольной формы. Если фаза опорного сигнала точно совпадает с осью *R–Y*, прямоугольный сигнал становится симметричным относительно оси времени, и его постоянная составляющая уменьшается до нуля. При отклонении фазы опорного сигнала от оси *R–Y* в прямоугольном сигнале появляется постоянная составляющая того или иного знака, которая через ФНЧ поступает на вход управления ГУН и подстраивает его. В детекторе полустрочной частоты ДПЧ опорный сигнал с выхода коммутатора 0/180° сравнивается с сигналом U_v с вывода *23* микросхемы, фаза которого совпадает с осью *R–Y* и инвертируется от строки к строке. Детектор открывается строчными стробирующими импульсами от блока ФИ на время прохождения вспышек цветовой поднесущей. Таким образом, в ДПЧ сравниваются два сигнала, фазы которых имеют два чередующихся по строкам значения: 0 и 180°. Если сигналы синфазны, на выходе детектора выделяются следующие каждую строку положительные импульсы. Эти импульсы усиливаются и детектируются в пиковом детекторе ПД, а также проходят через ключ К6 на вывод *2* микросхемы. На конденсаторах *C25* и *C26* выделяются постоянные напряжения.

Напряжение с выхода ПД, пропорциональное амплитуде цветовой поднесущей во входном сигнале, управляет исполнительной цепью АРУ, поддерживая постоянной амплитуду вспышек на выводе *28* микросхемы. Напряжение на *C26* (вывод *2* микросхемы) управляет цветовой синхронизацией и включением канала цветности. При правильной фазе коммутатора 0/180° в

момент, когда положительное напряжение на выводе *2* достигает порогового значения (3,0 В), срабатывает выключатель цветности ВК, который деблокирует в активные интервалы строк регулятор насыщенности РН и синхронные детекторы СД. В результате осуществляются демодуляция сигналов U_u и U_v и оперативная регулировка насыщенности. В интервалы прохождения вспышек звено РН всегда открыто и его коэффициент передачи не зависит от положения потенциометра *R18* регулировки насыщенности. Поэтому даже при запертом канале цветности на выводе *28* микросхемы присутствуют вспышки ПАЛ.

Если фаза коммутатора 0/180° неправильна, импульсы на выходе ДПЧ получаются отрицательными, и напряжение на выводе *2* начинает уменьшаться. Когда это напряжение становится меньше второго порогового значения (1,7 В), блокируется работа счетного триггера СТ2. В результате напряжение на выводе *2* микросхемы начинает увеличиваться. После того как оно превысит 3 В, СТ2 вновь начинает работать. Если его фаза опять оказывается неправильной, процесс коррекции повторяется. При правильной фазе триггера на выходе ДПЧ выделяются положительные импульсы, и напряжение на выводе *2* растет, что приводит к открыванию канала цветности.

Примененная в КР1021ХА4 схема цветовой синхронизации отличается от используемой в большинстве других микросхем ПАЛ, где на детектор ДПЧ подают не цветовые поднесущие, а прямоугольный сигнал от ФД и меандр полустрочной частоты от СТ.

Рассмотрим теперь работу микросхем КР1021ХА3 и КР1021ХА4 в режиме СЕКАМ.

Блок БЦС микросхемы КР1021ХА3 может работать в разных режимах, которые определяются напряжением на выводе *5*, задаваемым внешним делителем *R3–R4*. Если U_5<8 В, БЦС работает в режиме построчной синхронизации. Когда U_5>10,5 В, БЦС переходит в режим кадровой цветовой синхронизации. В обоих режимах ЧД2 выделяет импульсы полустрочной частоты с чередующейся полярностью. Эти импульсы сравниваются с меандром полустрочной частоты от СТ в детекторе, входящем в состав БЦС. Если фаза СТ правильна, на выходе детектора выделяются повторяющиеся каждую строку отрицательные импульсы, которые разряжают конденсатор *C5*, подключенный к выводу *6* микросхемы. Когда U_6 становится меньше 6,5 В, микросхема КР1021ХА3 переключается в режиме СЕКАМ. Блок коммутации начинает работать как коммутатор СЕКАМ, ключ К1 размыкается, а К2 соединяет вывод *8* микросхемы с выходом балансного модулятора БМ. Частотный детектор ЧД1 демодулирует сигнал цветности. На два выхода ЧД1 поочередно по строкам выводятся неинвертированный сигнал E'_{B-Y} и инвертированный E'_{R-Y}. В результате обе компоненты оказываются положительной полярности. Коэффициент передачи в канале инвертированного сигнала сделан в 1,15 раза больше, чем в канале неинвертированного сигнала. Это обеспечивает принятое в стандарте ПАЛ соотношение модулирующих сигналов (E'_{R-Y}/E'_{B-Y}=0,877/0,493).

Формирователь уровней черного ФЧ вводит в демодулированные сигналы площадки фиксации, совпадающие с уровнями черного. Режим работы ФЧ зависит от напряжения на выводе *5* микросхемы. Когда U_5>2 В, в сигналы вводятся искусственно сформированные площадки фиксации на расстоянии 1,5 мкс до начала активных интервалов строк. При U_5<0,5 В в качестве площадок фиксации используются демодулированные защитные пакеты поднесущих, передаваемые в интервалах строчного гашения. При этом для фиксации уровней черного применяются лишь участки демодулированного сигнала в конце защитных пакетов длительностью 0,8 мкс.

Для управления устройством ФЧ используют специально сформированные внутри микросхемы стробирующие импульсы. Это уменьшает влияние переходных процессов на стабильность уровней фиксации в демодулированном сигнале. Включенное после ЧД1 устройство фиксации СФ1 выравнивает постоянные составляющие двух сигналов и формирует единый цветоразностный сигнал с чередующимися компонентами E'_{R-Y} и E'_{B-Y} и одинаковыми уровнями черного. Этот сигнал (рис.4.10,*а*) выводится на контакт *20* микросхемы. Внешняя цепь *R6C9* обеспечивает коррекцию низкочастотных предыскажений. В устройстве гашения СГ подавляется сигнал на интервалах обратного хода по полям. В сигнал E'_{R-Y} на место вспышки вводится стробирующий импульс. Длительность этого импульса 2,6 мкс.

Сформированная последовательность цветоразностных сигналов поступает на первый вход балансного модулятора БМ. На второй вход БМ через ключ К3 подана опорная поднесущая 4,433619 МГц, фаза которой чередуется по строкам (0 и 90°). Опорный сигнал для БМ получается из сигнала ГУН микросхемы *D2*, имеющего частоту 8,867238 МГц. Этот сигнал через буферный каскад на транзисторе *VT1* подводится к выводу *7* микросхемы *D1*. Делитель частоты ДЕЛ, как и в микросхеме *D2*, формирует два опорных сигнала с частотой 4,433619 МГц и с фазами 0 и 90°. Через коммутатор К3, управляемый меандром напряжения от триггера СТ1, эти каналы поочередно, через строку подводятся ко второму входу БМ.

Если фаза СТ1 правильна, сигнал опорной поднесущей в строке *R–Y* имеет фазу 0°, а в строке *B–Y* — 90°. Деление частоты опорных сигналов 8,8 МГц в микросхемах *D1* и *D2* осуществляется с помощью двух счетных триггеров, поэтому фазы полученных сигналов 4,43 МГц могут быть различными. Для обеспечения синфазности опорных сигналов 4,4 МГц выходы фазового детектора (контакты *24, 25* микросхемы *D2*) соединены со входами компаратора фазы КП в микросхеме *D1* (контакты *9, 10*). В режиме СЕКАМ такое соединение позволяет блокировать систему ФАПЧ, и ГУН работает в режиме свободных колебаний. При этом фазовый детектор в микросхеме *D2* сравнивает фазу опорного сигнала на выходе делителя ДЕЛ с фазой вспышки в сигналах, поступивших от *D1* через выводы *22* и *23* *D2*. Если соотношение фаз неправильное, изменяется разность напряжений на выводах *24, 25*, которая поступает на компаратор фазы

КП в *D1*. Компаратор вырабатывает дополнительный импульс, подаваемый на триггер в звене ДЕЛ, что обеспечивает коррекцию фазы опорных сигналов, поступающих на БМ.

На выходе балансного модулятора БМ формируется сигнал «псевдо-ПАЛ» — чередующаяся по строкам последовательность составляющих U_u с фазой 90° без сигналов вспышек и U_v с фазой 0° с сигналами вспышек. Вспышки образуются на месте стробирующих импульсов 2,6 мкс, введенных в сигнал E'_{R-Y} в звене СГ. В моменты прохождения этих импульсов ключ К4 подает на БМ цветовую поднесущую с фазой 90°. Через ключ К2 и контакт *8* сигнал «псевдо-ПАЛ» (рис.4.10,*в*) выводится из *D1* и поступает на полосовой фильтр ПАЛ (*L5C23*), используемый в режиме СЕКАМ для подстройки фазы сигнала. Через вывод *4* сигнал «псевдо-ПАЛ» вводится в *D2*. Здесь он, как и обычный сигнал ПАЛ, проходит цепь АРУ, регулятор насыщенности НАС и через вывод *28* подается на УЛЗ и потенциометр *R15*. Прямой сигнал с движка *R15* и задержанный — с выхода УЛЗ проходят через выводы *11* и *12* (рис.4.10,*д* и *ж*) в блок коммутации БК *D1*. Блок коммутации в режиме СЕКАМ работает как двухполюсный коммутатор, управляемый от СТ1. В результате перераспределения сигналов на вывод *13* микросхемы каждую строку поступает составляющая U_v (рис.4.10,*и*), а на вывод *14* — составляющая U_u (рис.4.10,*л*). Вспышки в сигнале U_v сохраняются только в каждой второй строке, а сам сигнал U_v инвертируется в тех строках, где вспышки подавлены. Это необходимо для правильной работы микросхемы *D2*, рассчитанной на обработку сигнала ПАЛ, в котором составляющая U_v инвертирована на каждой второй строке.

Разделенные сигналы U_v и U_u проходят на выводы *22* и *23* *D2*. Составляющая U_u поступает на СД *B–Y*, а U_v — на СД *R–Y* и на ДПЧ, где, как и в режиме ПАЛ, сравниваются по фазе составляющие U_v вспышки с опорным сигналом 0/180°. Если вспышки оказываются синхронными с опорным сигналом, на выходе ДПЧ выделяются положительные импульсы, присутствующие в каждой второй строке. После того как напряжение на выводе *2* микросхемы превысит пороговое значение 3 В, канал цветности включится. Если вспышки несинхронны с опорным сигналом, на выходе ДПЧ выделяются отрицательные импульсы. Напряжение на *C26* при этом уменьшается. Когда оно достигнет второго порогового значения 1,7 В, канал цветности закроется.

Так как в сигнале «псевдо-ПАЛ» вспышки присутствуют лишь в каждой второй строке, приращение напряжения на выводе *2* получается меньшим, чем в режиме ПАЛ, что иногда вызывает сбои в работе БЦС. Чтобы повысить надежность опознавания в режиме СЕКАМ, на вывод *2* КР1021ХА4 подают гасящие импульсы полей положительной полярности. Необходимо также, чтобы конденсатор *C26*, подключенный к этому выводу микросхемы, имел малую утечку.

Сигнал яркости в режиме СЕКАМ проходит те же цепи, что и в режиме ПАЛ. Сигнал цветности в режиме ПАЛ снимается после ЛЗ1, а в режиме СЕКАМ — до ЛЗ1. Поэтому в режиме СЕКАМ задержка сигнала яркости относительно сигнала цветности по-

лучается большей на время задержки в ЛЗ1. Это необходимо для компенсации задержки сигнала цветности в КВП, в частотном детекторе и в балансном модуляторе.

Конверторная концепция выполнения двухстандартного канала цветности имеет следующие преимущества:

отсутствуют перекрестные искажения между сигналами цветности U_R и U_B;

в канале может быть применена УЛЗ ПАЛ, не обеспечивающая требований стандарта СЕКАМ в части подавления эхосигналов.

В то же время конверторный канал цветности имеет и недостатки:

введена дополнительная обработка сигнала — балансная модуляция поднесущей с последующей демодуляцией с помощью синхронных детекторов ухудшает отношение сигнал-шум и вызывает затягивание цветовых переходов;

возможна интерференция между остатками цветовой поднесущей СЕКАМ в демодулированном сигнале и опорной поднесущей ПАЛ. Интерференция вызывает помеху в виде муара на изображении. При правильном выполнении монтажа этот вид искажений может быть в значительной степени подавлен;

в конверторном канале цветности увеличивается число дорогих элементов; даже если принимается только один стандарт СЕКАМ, необходимы кварцевый резонатор, две линии задержки сигнала яркости, УЛЗ ПАЛ с высокой стабильностью задержки и т.д.

4.5. Многостандартные каналы цветности

Большинство современных комплектов БИС декодеров СЕКАМ/ПАЛ позволяют принимать программы по стандарту НТСЦ. Так, комплект «Хрома-3» (рис.4.8) может без всякой переделки демодулировать сигнал НТСЦ с частотой поднесущей 4,43 МГц. Для этого ключ К5 переводится в положение «НТСЦ». В результате напряжение на выводе *13* TDA3030 уменьшается с 12 В до значений, меньших 5 В. При этом в микросхеме замыкается ключ К4 и складываются сигналы с выходов блока задержки: $U_0+U_1+(U_0-U_1)= 2U_0$. На входы обоих синхронных детекторов через К2 и К3 поступает прямой сигнал, что и требуется в канале цветности НТСЦ. Изменением с помощью потенциометра *R8* напряжения на выводе *13* в пределах 0...5 В регулируют цветовой тон, т.е. меняют фазу вспышки по отношению к фазе сигнала цветности. На рис.4.8 фазовращающие цепи, входящие в состав TDA3030, не показаны. Для демодуляции сигнала НТСЦ с частотой поднесущей 3,58 МГц необходимо заменить кварцевый резонатор. В многостандартном декодере кварцы переключают с помощью дискретного коммутатора, выполненного на полевых транзисторах.

Сигнал НТСЦ можно демодулировать и с использованием комплекта КР1021ХА3/ХА4. Необходимые для этого изменения схемы канала рассмотрены в гл.10.

В декодерах на микросхемах ранних выпусков введение режима демодуляции сигнала НТСЦ связано с определенными трудностями. Например, в микросхеме TBA540 цепь АРУ функционирует только в том случае, когда фаза вспышек меняется от строки к строке на ±45. Поэтому приходится вводить в канал цветности дополнительное дискретное устройство для выработки управляющего напряжения АРУ. На рис.4.11 приведена часть электрической схемы четырехстандартного декодера СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ (3,58 МГц), НТСЦ (4,43 МГц). Когда принимается сигнал СЕКАМ, срабатывает БЦС, входящий в состав TCA640. Разность напряжений на выводах *9* и *10* этой микросхемы проходит через усилитель постоянного тока УПТ, и получившееся напряжение $E_{п/с}$ поддерживает в режиме СЕКАМ как микросхему TCA640, так и TCA650. Управление осуществляется по выводам *4* этих микросхем. Если принимаются программы ПАЛ или НТСЦ, $E_{п/с}$ = 0, и микросхемы переводятся в режим ПАЛ. Чтобы различить системы ПАЛ и НТСЦ, специальное устройство, не показанное на рис.4.10, например микросхема синхроселектора, измеряет частоту кадровых импульсов в принимаемом сигнале. Для стандарта ПАЛ эта частота равна 50 Гц, а для стандарта НТСЦ — 60 Гц. В зависимости от этого вырабатывается напряжение 0 или 12 В, поступающее на базу эмиттерного повторителя *VT1*. С его выхода снимается управляющий сигнал E_A. Когда принимается сигнал НТСЦ, E_A обеспечивает следующие переключения. Во-первых, с помощью диода *VD7* закорачивается на корпус задержанный сигнал на выходе УЛЗ. Во-вторых, отпирается диод *VD6* и закорачивается меандр напряжения полустрочной частоты, поступающий с вывода *12* TCA640 на TCA650 и TBA540. В-третьих, на вывод *10* TBA540 через *VD12* подается положительное напряжение, выключающее устройство формирования управляющего напряжения АРУ. Вместо этого включается дискретное устройство пикового детектора на транзисторах *VT4, VT5*, отпираемых стробирующими импульсами. На базу *VT4* с вывода *13* TCA640 поступают вспышки НТСЦ. Они детектируются, и получившееся постоянное напряжение подается на вывод *16* TCA640, где управляет работой исполнительной части цепи АРУ. В-четвертых, запирается транзистор *VT9*, включающий потенциометр регулировки цветового тона.

Второе вспомогательное устройство, не показанное на рисунке, измеряет разностную частоту несущих изображения и звука и тем самым определяет вариант принимаемого стандарта НТСЦ (с поднесущей 3,58 или 4,43 МГц). В зависимости от этого второй управляющий сигнал принимает значения 12 или 0 В. Этот сигнал с помощью полевых транзисторов *VT10 – VT13* переключает кварцевые резонаторы, а через транзистор *VT6* подключает к контуру, выделяющему сигнал вспышек, дополнительный конденсатор, меняющий его резонансную частоту. Стандарт НТСЦ с частотой цветовой поднесущей 4,43 МГц применяется только в видеомагнитофонах.

Принцип многостандартного канала цветности с использованием общих для всех стандартов демодуляторов в виде ана-

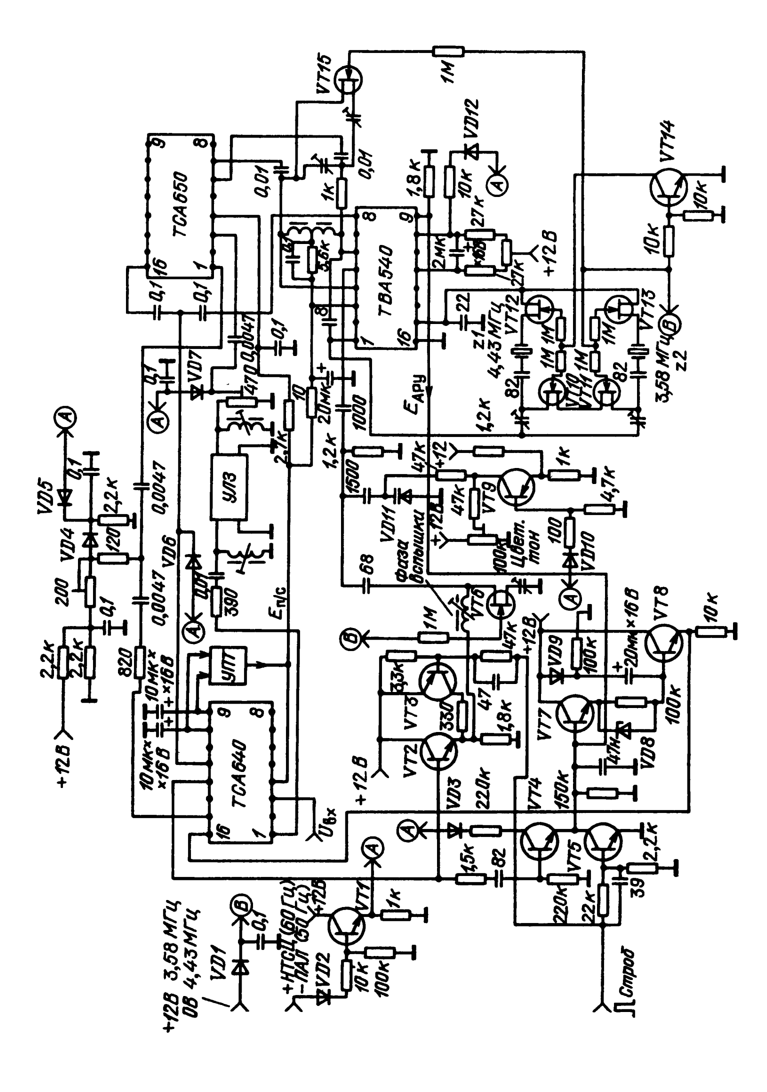


Рис.4.11. Упрощенная электрическая схема канала цветности СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхемах серии ТСА

Рис.4.12. Функциональная схема канала цветности СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхемах серии 8000 фирмы "Филипс".

логовых перемножителей получил дальнейшее развитие в микросхеме TDA4555, функциональный состав и схема включения которой рассмотрены в гл.10.

В 1987 г. фирмой «Филипс» разработан комплект микросхем серии 8000 для трехстандартного аналого-цифрового декодера (рис.4.12). В состав комплекта входят микросхемы TDA8452 (разделительные фильтры на ПЗС), TDA8451 (блок задержки на ПЗС), TDA8490 (канал цветности СЕКАМ) и TDA8461 (демодулятор ПАЛ/НТСЦ и видеопроцессор с управлением от цифровой шины I^2C) [4.8].

Электронный коммутатор ЭК в микросхеме TDA8452, управляемый по цифровой шине, позволяет подавать на вход декодера один из двух полных цветовых видеосигналов (например, с выхода радиоканала телевизора или с выхода видеомагнитофона). Внутри микросхемы выбранный сигнал поступает на входы двух нерекурсивных фильтров на ПЗС: режекторного (РФ), обеспечивающего затухание 25 дБ на частоте 4,43 МГц в режимах ПАЛ/СЕКАМ и 3,58 МГц — в режиме НТСЦ и полосового ПФ. В состав РФ входит устройство задержки на время 2,09 мкс. С выхода РФ сигнал яркости поступает на матрицу *RGB* в микросхеме TDA8461. Полосовой фильтр ПФ выделяет сигнал цветности ПАЛ или НТСЦ. Полоса пропускания фильтра на уровне −3 дБ составляет 1 МГц. Он создает задержку сигнала на 1,02 мкс. С выхода полосового фильтра сигнал цветности подается на демодуляторы ПАЛ/НТСЦ в микросхеме TDA8461.

Через устройство задержки ЛЗ2 на время 0,85 мкс полный цветовой видеосигнал проходит на вход канала цветности СЕКАМ (на контур КВП, подключенный к выводу *3* микросхемы TDA8490).

Входные цепи этой микросхемы устроены так же, как в КР1021ХА3, — имеется два частотных детектора — для основного сигнала и сигнала цветовой синхронизации с общим фазовращающим контуром. Основной ЧД имеет два инверсных выхода, которые открываются попеременно, через строку. На этих выходах выделяются следующие через строку цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} положительной полярности с введенными в них площадками фиксации уровней черного. После гашения обратного хода и коррекции низкочастотных предыскажений цветоразностные сигналы выводятся из микросхемы и подаются на входы двух линий задержки на ПЗС в микросхеме TDA8451. На эти же входы поступают цветоразностные сигналы с выходов демодулятора ПАЛ/НТСЦ микросхемы TDA8461. Опорные сигналы для демодулятора вырабатываются системой ФАПЧ, снабженной кварцевыми резонаторами 4,43 (ПАЛ) и 3,58 МГц (НТСЦ). Удвоенная опорная частота (8,8 МГц в режимах ПАЛ и СЕКАМ; 7,16 МГц — в режиме НТСЦ) поступает на микросхемы TDA8451 и TDA8452, где синхронизирует системы ФАПЧ, работающие на частотах 17,73 (ПАЛ/СЕКАМ) или 14,32 МГц (НТСЦ). В TDA8452 этот сигнал используется в качестве тактового для управления нерекурсивными полосовым и режекторным фильтрами. Изменение тактовой частоты соответственно меняет положение максимума АЧХ полосового фильтра и частоту режектора. В микросхеме TDA8451 частота

17,73 МГц делится на четыре и используется в качестве тактовой для линий задержки. В режимах ПАЛ и СЕКАМ ключи К1, К2 замкнуты. Сумматоры С1 и С2 обеспечивают в режиме СЕКАМ формирование следующих каждую строку сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Если принимается сигнал ПАЛ, суммирование прямых и задержанных сигналов подавляет дифференциально-фазовые искажения. Когда в декодер поступает сигнал НТСЦ, ключи К1, К2 размыкаются, и через сумматоры проходят только прямые сигналы. Управление ключами осуществляется изменением постоянной составляющей опорного сигнала 8,8 МГц на выводе *34* TDA8461. В режиме ПАЛ постоянная составляющая равна 4,9, а в режиме НТСЦ 7 В. Изменение постоянной составляющей опорного сигнала воздействует на компаратор КП в TDA8451, который и управляет ключами К1, К2.

Цветоразностные сигналы с выводов *10, 11* TDA8451 проходят в микросхему TDA8461, где после матрицы М1 сигнала E'_{G-Y} происходит матрицирование сигналов E'_R, E'_G, E'_B (матрица М2). Оперативные регулировки в микросхеме TDA8461 осуществляются от центрального процессора по цифровой шине I^2C, подробно рассмотренной в гл.5.

В 1989 г. фирма «Филипс» выпустила в продажу комплект аналоговых микросхем серии TDA46** для декодера. Комплект содержит четыре микросхемы: всестандартный цветовой демодулятор TDA4650, устройство задержки цветоразностных сигналов на коммутируемых конденсаторах TDA4660 (позднее заменена микросхемами TDA4661 или TDA4665), корректор фронтов и электронное устройство задержки сигнала яркости TDA4670 и видеопроцессор TDA4680. Две последние микросхемы управляются по шине I^2C.

Микросхемы TDA4650 и TDA4661 [4.9] образуют канал цветности, который обеспечивает демодуляцию сигналов ПАЛ, СЕКАМ, НТСЦ 4,43 и НТСЦ 3,58 (рис.4.13). На входе канала включен полосовой фильтр ПФ, параметры которого переключаются в соответствии с требованиями принимаемого стандарта цветного телевидения потенциалами с выводов *25—28* TDA4650. Эта микросхема является дальнейшим развитием микросхемы TDA4555. Внесенные изменения обеспечили переход от УЛЗ к электронному устройству задержки цветоразностных сигналов и дали возможность также сократить число внешних элементов. Применение электронной линии задержки позволило устранить искажения, присущие УЛЗ и вызванные эхосигналами, а также существенно уменьшить перекрестные искажения между цветовыми поднесущими. Одновременно упростилась настройка канала цветности и повысилась его надежность.

Сигнал цветности, выделенный полосовым фильтром ПФ, вводится в микросхему через вывод *15*. Номинальный размах сигнала цветности 200 мВ. Чтобы компенсировать изменение амплитуды входного сигнала, вызванные искажениями АЧХ канала связи, используется автоматическая регулировка усиления в канале цветности. Исполнительная часть АРУ (*АРУ2*) выполнена в виде дифференциального усилителя, обеспечивающего малые нелинейные искажения. Рабочая точка каскада стабилизирована цепью отрицательной обратной связи, к которой через вывод *14* подключен блокирующий конденсатор *С3*. Сигнал управления АРУ выраба-

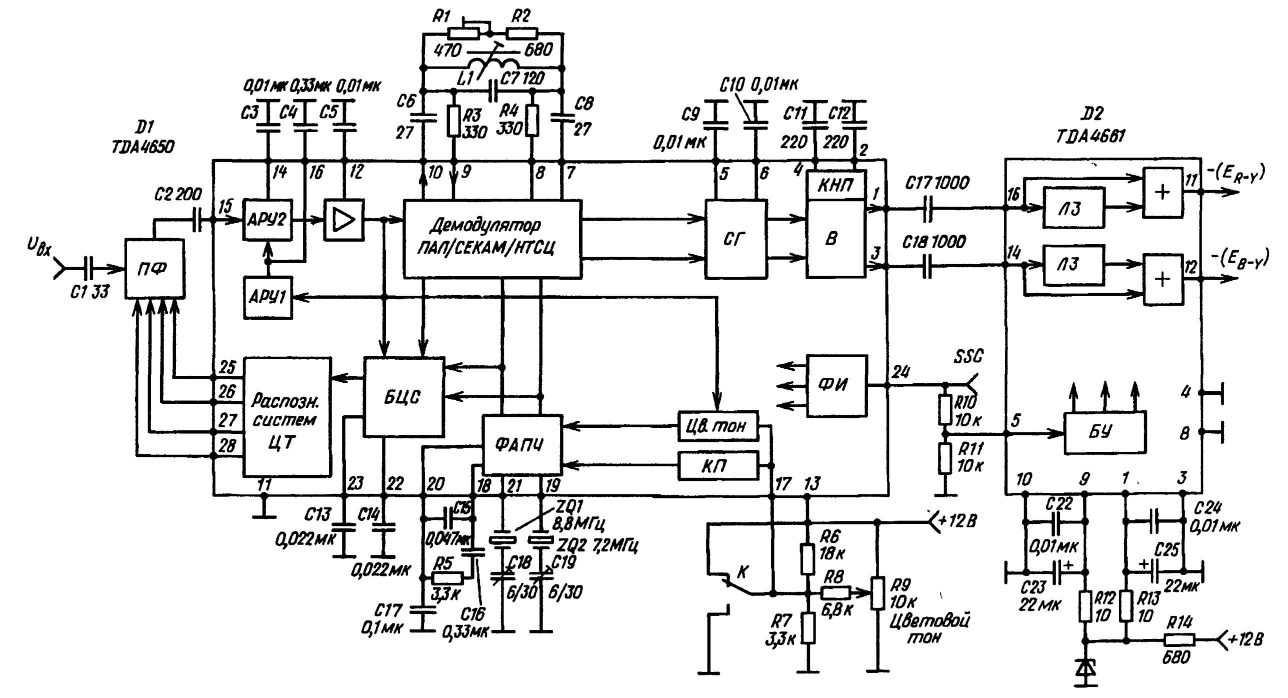


Рис.4.13. Электрическая схема канала цветности на микросхемах TDA4650 и TDA4661

тывается схемой *АРУ1*, которая представляет собой синхронный детектор, демодулирующий вспышки ПАЛ и НТСЦ или защитные пакеты цветовой поднесущей СЕКАМ. Такое решение обеспечивает независимость работы АРУ от системы цветного телевидения и быстрое установление постоянного уровня сигнала цветности. Благодаря автоматической регулировке усиления размах сигнала цветности поддерживается постоянным при изменении амплитуды входного сигнала от 15 до 200 мВ. В микросхеме сохранен принцип работы распознавателя систем цветного телевидения, использовавшийся в TDA4555, т.е. последовательный цикличный перевод микросхемы в режимы ПАЛ, СЕКАМ, НТСЦ-4,43, НТСЦ-3,58 и блокирование распознавателя после опознавания системы цветного телевидения. При сканировании микросхема остается в каждом режиме по 80 мс (четыре поля), что обеспечивает завершение переходных процессов в генераторе опорной поднесущей. Используется приоритет для режима ПАЛ, т.е. после опознавания сигнала СЕКАМ микросхема вновь переключается в режим ПАЛ. Если сигнал ПАЛ не распознается, микросхема возвращается в режим СЕКАМ. Эта особенность увеличивает длительность всего цикла сканирования до 520 мс и одновременно повышает надежность распознавания сигнала СЕКАМ.

Сигнал цветности после АРУ и усилительного каскада поступает на демодуляторы. Вспышки отделяются и поступают в БЦС и в систему ФАПЧ, формирующую опорные сигналы для НТСЦ и ПАЛ. БЦС анализирует участки сигнала цветности в интервалах строчного гашения. В режимах ПАЛ и НТСЦ применяется синхронная демодуляция вспышек. В режиме НТСЦ-3,58 используется опорный сигнал, совпадающий с осью *B–Y*. В режиме ПАЛ опорный сигнал совмещен с осью *R–Y*. В режиме НТСЦ-4,43 демодуляция вспышек осуществляется по обеим осям. При приеме сигналов НТСЦ-4,43 и НТСЦ-3,58 в результате демодуляции получаются монополярные импульсы. Они интегрируются конденсатором, подключенным к выводу *22*. Полученное постоянное напряжение блокирует распознаватель систем цветного телевидения и открывает канал цветности. В режиме ПАЛ демодулированные импульсы имеют чередующуюся по строкам полярность. Они проходят через детектор полустрочной частоты и образуют монополярные импульсы, полярность которых зависит от того, правильна или неправильна фаза работы коммутатора ПАЛ. При неправильной фазе БЦС обеспечивает коррекцию. Импульсы интегрируются конденсатором, подключенным к выводу *23* микросхемы.

В режиме СЕКАМ для опознавания используются защитные пакеты цветовой поднесущей (4,25 МГц в строках *B–Y* и 4,406 МГц в строках *R–Y*). После демодуляции, как и в режиме ПАЛ, получаются биполярные импульсы, которые преобразуются в монополярные детектором полустрочной частоты. Одновременно обеспечивается коррекция фазы коммутации. Функцию накопления выполняет конденсатор, подключенный к выводу *23* микросхемы. Напряжения на выводах *22* и *23* используются для опознавания типа принимаемого сигнала в соответствии с таблицей истинности (табл.4.1).

Таблица 4.1

Входной сигнал	Режимы сканирования							
	ПАЛ		СЕКАМ		НТСЦ-4,43		НТСЦ-3,58	
	U22	*U23*	*U22*	*U23*	*U22*	*U23*	*U22*	*U23*
ПАЛ	0	1	0	0	1	1	0	0
СЕКАМ	0	0	0	1	0	0	0	0
НТСЦ-4,43	0	0	0	0	1	0	0	0
НТСЦ-3,58	0	0	0	0	0	0	1	0
Черно-белый	0	0	0	0	0	0	0	0

Напряжения *U22* и *U23* поступают на логический дешифратор. Распознавание обеспечивается для сочетаний уровней 01 или 10. Так как в режиме НТСЦ-4,43 вспышки демодулируются в БЦС по обеим осям, при подведении сигнала ПАЛ на выводах *22* и *23* получаются единичные уровни (вспышка ПАЛ имеет как составляющую *B–Y*, так и *R–Y*). В режиме сканирования напряжения на выводах *25–28* поочередно, в интервалы времени, когда происходит анализ соответствия принимаемого сигнала режиму микросхемы, увеличиваются от нуля до 2,5 В. Режиму ПАЛ соответствует вывод *28*, режиму СЕКАМ — вывод *27*, режиму НТСЦ-3,58 — вывод *26* и режиму НТСЦ-3,58 — вывод *25*. После того как опознавание системы цветного телевидения произошло, напряжение на соответствующем выводе возрастает до 5,8 В. Напряжения на выводах *25–28* используются, как и в TDA4555, для переключения элементов полосового фильтра в соответствии с требованиями принимаемой системы цветного телевидения.

Опорные поднесущие, необходимые для демодуляции как вспышек, так и самих квадратурных сигналов, формируются системой ФАПЧ. Генератор, управляемый напряжением, использует один из двух кварцевых резонаторов, которые подключены к выводам *21* (ПАЛ) и *19* (НТСЦ). Генератор работает на удвоенной частоте цветовой поднесущей. В отличие от TDA4555 для переключения кварцевых резонаторов не требуются внешние ключевые транзисторы. Вспышка на фазовый детектор ФАПЧ снимается с усилительного каскада на выходе АРУ. В режимах НТСЦ она пропускается через регулятор цветового тона, который обеспечивает ее поворот на ±30° изменением напряжения на выводе *17* в пределах от 0 до 3±1 В. Управление осуществляется по цифровой шине через микросхему TDA4680, в которой для этого есть специальный ЦАП.

Вспышки выделяются стробирующими строчными импульсами, сформированными из сигнала SSC. Фильтр нижних частот системы ФАПЧ образован *RC*-цепью, подключенной извне к выводам *18* и *20*. К выводу *17* микросхемы подключен также внутренний компаратор, который используется для настройки начальных частот ГУН. Если вывод *17* замкнуть ключом К на корпус,

то выключится ФАПЧ и обеспечится принудительное открывание канала цветности. Генератор, управляемый напряжением, переходит в режим свободных колебаний, и его частота может быть подстроена триммерами, включенными последовательно с кварцевыми резонаторами. Если соединить вывод *17* с источником питания +12 В, то блокируются регулятор цветового тона и выключатель цветности, а демодуляция сигналов сохраняется.

Демодуляция сигналов ПАЛ/НТСЦ и СЕКАМ осуществляется раздельными цепями, которые переключаются распознавателем систем цветного телевидения. Для демодуляции квадратурных составляющих *U* и *V* используются синхронные демодуляторы в виде дифференциальных аналоговых перемножителей. Входные сигналы поступают на общие эмиттеры, а опорные — на базы транзисторов. Фаза сигнала цветности, поступающего на демодулятор *V*, в режиме ПАЛ инвертируется меандром полустрочной частоты.

Для демодуляции сигнала СЕКАМ используется дифференциальный аналоговый перемножитель с двумя парами входов. На первую пару входов поступает сигнал цветности СЕКАМ с выходов амплитудного ограничителя, устраняющего остаточную амплитудную модуляцию сигнала. На вторую пару входов подан входной сигнал, прошедший симметричный фазовращатель на 90°. В качестве фазовращателя использованы конденсаторы *C6* и *C8*, а также контур *L1C7*, настроенный на среднюю частоту 4,328 МГц. Для демодуляции обоих составляющих сигнала цветности служит один общий демодулятор. Это приводит к тому же недостатку, что и в микросхемах TDA3590 или TDA8490, — т.е. к сокращению полосы пропускания, а значит, к некоторому понижению цветовой четкости. Демодулированные чередующиеся по строкам составляющие E_{R-Y} и E_{B-Y} разделяются в два канала. В каждом из этих каналов сигналы присутствуют через строку. В тех строках, где сигналов нет, а также в интервалы строчного гашения и гашения по полям вводятся искусственные уровни черного, совпадающие с участками сигналов, соответствующими неокрашенным деталям изображения (как в микросхеме TDA8490). В схеме фиксации СФ обеспечиваются одинаковые уровни черного в обоих каналах. При этом используются накопительные конденсаторы, подключенные к выводам *5* и *6*. Затем цветоразностные сигналы проходят выключатель цветности *B*, управляемый от БЦС. В режиме СЕКАМ обеспечивается коррекция низкочастотных предыскажений. Применены внешние конденсаторы корректоров, подключенные к выводам *2* (канал *R–Y*) и *4* (канал *B–Y*). После этого цветоразностные сигналы выводятся из микросхемы и поступают в электронную линию задержки TDA4661, устройство которой подробно рассмотрено в гл.2. В режимах ПАЛ и НТСЦ цветоразностные сигналы присутствуют каждую строку. Поэтому после сложения прямых и задержанных составляющих в сумматорах TDA4661 амплитуды сигналов удваиваются. В режиме СЕКАМ задержанные сигналы заполняют паузы в незадержанных, и амплитуды результирующих сигналов не меняются. Чтобы обеспечить одинаковые размахи сигналов на выходах TDA4661 в режимах ПАЛ/НТСЦ и СЕКАМ, в TDA4650 предус-

мотрено уменьшение в два раза демодулированных сигналов ПАЛ и НТСЦ по сравнению с сигналами в режиме СЕКАМ. В конечном счете на выходах TDA4661 для любой системы цветного телевидения получается сигнал $(-E_{R-Y})$=1,05 В и $(-E_{B-Y})$=1,33 В.

Микросхема TDA4661 имеет напряжение питания +5 В. При использовании общего с TDA4650 источника приходится применять стабилитрон *VD1*.

На микросхемы TDA4650 и TDA4661 поданы сигналы SSC. Требования к этим сигналам у двух микросхем разные. На TDA4650 подают обычный сигнал SSC, максимальный размах которого составляет 10...11 В. На микросхему TDA4661 требуется подать сигнал SSC с новым форматом, при котором номинальная амплитуда его должна составлять около 5 В. Чтобы обеспечить это требование, применен делитель напряжения *R10—R11*.

Фирма "Томсон" серийно выпускает микросхему трехстандартного канала цветности TEA5640C. Микросхема работает с ультразвуковой линией задержки. При этом обеспечивается подстройка времени задержки и частоты КВП. Подробно эта микросхема рассмотрена в гл.10. В 1994 г. фирма модернизировала микросхему, введя в ее состав гираторный полосовой и режекторный фильтры и интегральную линию задержки 64 мкс. Параметры режекторного фильтра соответствуют требованиям системы СЕКАМ. Микросхема выпускается под названием STV215.

В 1991 г. фирма «Филипс» разработала аналоговые всестандартные декодеры TDA9160 (последняя модификация ее называется TDA9162) и TDA9141. Главной особенностью этих микросхем является то, что они полностью исключают необходимость во внешних резонансных контурах. Все фильтры — КВП, полосовой ПАЛ/НТСЦ и режекторный фильтры выполнены в виде активных фильтров на гираторных схемах. В гл.10 дана практическая схема включения TDA9160, а в данной главе рассмотрены функциональные схемы этих микросхем, чтобы показать их различия. Упрощенная

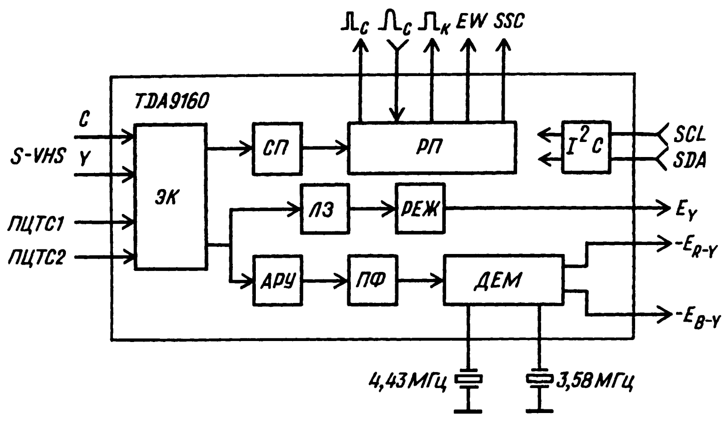


Рис.4.14. Функциональная схема всестандартного декодера TDA9160

функциональная схема TDA9160 приведена на рис.4.14. Микросхема предназначена для телевизора с 50-герцевой кадровой разверткой. Используется она и в качестве декодера модуля «Кадр в кадре». На входе микросхемы предусмотрен электронный коммутатор, который позволяет выбрать один из двух полных цветовых видеосигналов, или компоненты сигнала S-VHS. Затем с помощью встроенных фильтров разделяются яркостная и цветовая компоненты выбранного сигнала. Сигнал яркости задерживается гираторной ЛЗ до совмещения с сигналом цветности, который демодулируется. Микросхема может демодулировать сигналы цветности пяти цветовых стандартов: СЕКАМ, ПАЛ-4,43, ПАЛ-3,58, НТСЦ-4,43 и НТСЦ-3,58. Для этого используются кварцевые резонаторы на номинальные частоты цветовых поднесущих 4,43 и 3,58 МГц. Микросхема работает совместно с электронным устройством задержки на строку TDA4661. Кроме демодуляции сигнала TDA9160 обеспечивает с помощью синхропроцессора СП селекцию синхроимпульсов, формирование сигнала *SSC* с размахом 4,5 В, а также формирование в процессоре разверток РП сигналов для управления строчной и кадровой развертками. Все регулировки в микросхеме осуществляются по шине I^2C.

Функциональная схема TDA9141 показана на рис.4.15. На микросхему может подаваться либо один полный цветовой телевизионный сигнал, либо сигналы *S-VHS*. Декодерная часть — такая же, как в TDA9160. Нет предварительных каскадов разверток, но зато имеется матричная схема, которая позволяет преобразовывать внешние сигналы *RGB* в сигналы *UV* и выводить их с помощью коммутатора из микросхемы вместо демодулированных сигналов. Для этого в микросхему подается коммутирующий сигнал *FB*. Такая особенность позволяет применять TDA9141 в телевизорах повышенного качества с цифровым блоком Featurebox, обеспечивающим повышение частоты кадровой развертки до 100 Гц.

В дорогих моделях западно-европейских цветных телевизоров, например в телевизорах 102IDTV и 105IDTV фирмы «Грундиг» со 100-герцевой кадровой разверткой и диагональю кинескопа от 70 до 95 см применяется всестандартный декодер на цифровой микросхеме фирмы «Филипс» SAA7151, который упоминался в гл.2 и 3. На рис.4.16 приведена упрощенная функциональная схема этой интегральной микросхемы. На входной интерфейс микросхемы поступают два восьмиразрядных сигнала: полный цветовой видеосигнал (или составляющая E_Y сигналов *S-VHS*) и цветовая компонента сигналов *S-VHS* (или мультиплексированные компоненты цветоразностных сигналов *UV*). Тактовая частота входных сигналов составляет 27 МГц. Входной интерфейс может работать в трех режимах. В первом режиме используется полный цветовой видеосигнал. Он направляется одновременно в полосовой фильтр ПФ канала цветности и в преобразователь частоты дискретизации ПЧД яркостного канала. Во втором режиме в канал цветности направляется цветовая компонента сигнала *S-VHS*, а в канал яркости — яркостная компонента этого сигнала. Наконец, в третьем режиме обрабатываются мультиплексированные компоненты внешних цве-

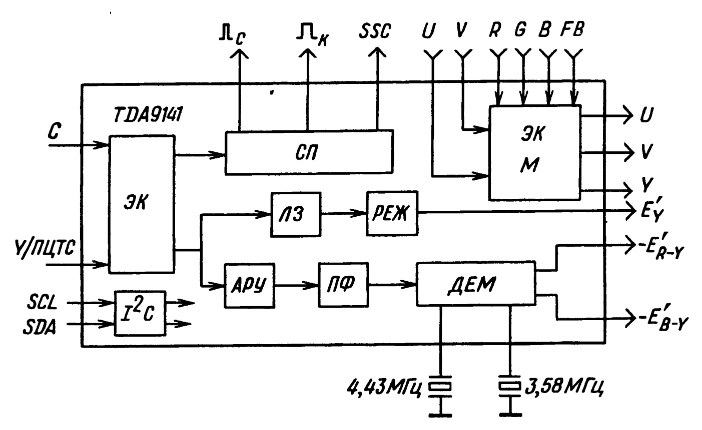


Рис.4.15. Функциональная схема всестандартного декодера TDA9141

торазностных сигналов, для которых предусмотрен отдельный канал, содержащий режекторный фильтр РЕЖ2, устройство задержки ЛЗ2 и интерполяционные фильтры ИФ.

Канал цветности обеспечивает демодуляцию сигналов ПАЛ, НТСЦ и СЕКАМ. С выхода полосового фильтра ПФ сигнал цветности поступает на квадратурный демодулятор ДЕМ, выполненный в виде двух перемножителей, на первые входы которых подан входной сигнал, а на вторые — квадратурные составляющие опорной поднесущей, которая формируется с помощью уже рассмотренного дискретного генератора отсчетов ДГО. На выходах демодулятора выделяются с помощью фильтра нижних частот ФНЧ демодулированные компоненты цветоразностных сигналов. Через регулируемый аттенюатор АТ, выполняющий функцию АРУ цветности, и второй фильтр нижних частот цветоразностные сигналы проходят в блок задержки на строку БЗ, где обеспечивается компенсация дифференциально-фазовых искажений в режиме ПАЛ. В режиме НТСЦ блок задержки выполняет функцию гребенчатого фильтра, подавляющего помехи от сигнала яркости. Через коммутатор ЭК цветоразностные сигналы проходят в выходной интерфейс, куда подается и сигнал яркости. Интерфейс, управляемый по цифровой шине, позволяет получить разные форматы выходных сигналов, например 4:1:1 или 4:2:2. В режиме СЕКАМ демодулятор обеспечивает перенос спектра сигнала цветности на нулевую частоту. После второго фильтра нижних частот ЧМ-сигнал цветности проходит КВП в виде фильтра нижних частот и демодулируется с помощью вычислителя производной *d/dt*. После звена КНП демодулированные цветоразностные сигналы проходят в блок задержки, где восполняется недостающая информация, а затем в выходной интерфейс.

Канал яркости содержит преобразователь частоты дискретизации ПЧД с 27 МГц в 13,5 МГц, фильтр нижних частот ФНЧ,

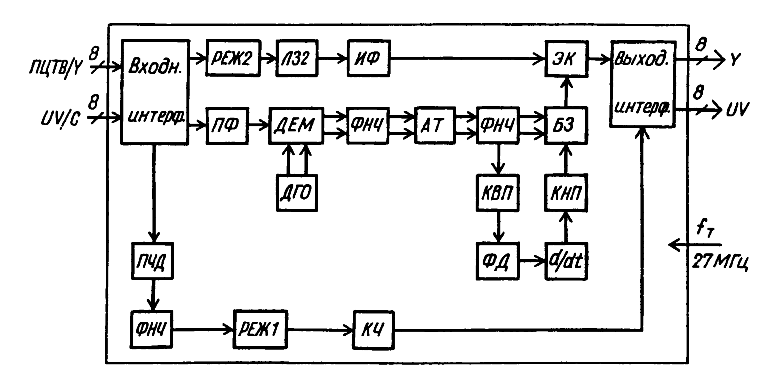


Рис.4.16. Упрощенная функциональная схема цифрового декодера SAA7151

режекторный фильтр РЕЖ1, корректор четкости КЧ и линию задержки ЛЗ1.

На рис.4.17 показана функциональная схема включения SAA7151 в видеоканал цветного телевизора. На входы канала поступают ПЦТС от радиоканала, компоненты сигнала *S-VHS* и сигналы *RGB* с разъема «Скарт». Выбор сигналов ПЦТВ или *S-VHS* осуществляется видеокоммутатором TDA8540. Микросхема TDA8446 выполняет преобразование сигналов *RGB* в *YUV*. Внутренний коммутатор в TDA8446 позволяет подать на АЦП TDA8708 либо ПЦТВ, либо компоненту *Y* от сигнала *S-VHS*. АЦП TDA8709 обрабатывает либо мультиплексированные компоненты *UV*, либо цветовую составляющую сигнала *S-VHS*. В качестве генератора тактовых сигналов используется микросхема SAA7157.

Как уже говорилось, фирма ИТТ также разработала всестандартный цифровой декодер цветности (VDP3108) примерно с таким же алгоритмом обработки сигнала цветности, как в SAA7151.

В заключение остановимся на особенностях настройки многостандартного канала цветности. В качестве примера рассмотрим настройку наиболее сложного аналогового канала на микросхемах КР1021ХА3, КР1021ХА4 (рис.4.9). Настройку начинают с режима ПАЛ. На вход канала подают полный цветовой видеосигнал ПАЛ, модулированный сигналом цветных полос. Вывод *5* микросхемы *D2* соединяют с источником 12 В и замыкают выводы *24, 25*. При этом принудительно открывается канал цветности и блокируется работа ФАПЧ. Подключив к одному из выходов микросхемы (например, вывод *13*) осциллограф, настраивают частоту ГУН. Для этого вращают триммер *C30* до получения режима нулевых биений (осциллограмма неподвижна или медленно вращается вокруг оси времени). В качестве индикатора можно использовать и экран телевизора. При точной настройке получается неподвижное изображение цветных полос. Размыкают перемычку между выводами *24, 25*.

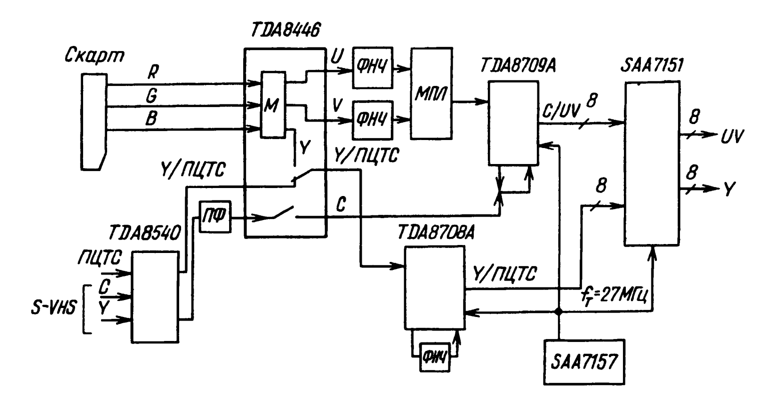


Рис.4.17. Схема включения SAA7151 в видеоканал

На экране должно сохраниться неподвижное цветное изображение. Настраивают контур *L5C23* так, чтобы получился максимальный размах сигнала на выводе *4 D2*. Осциллограф подключают к выводу *22 D2*. В кодере ПАЛ выключают модуляцию сигналом U_u. Вращая движок потенциометра *R15* и сердечники в катушках блока задержки *L3, L4* добиваются подавления остатков сигнала U_v в канале U_u.

Отключают от источника 12 В вывод *5 D2*. Регулятор насыщенности должен нормально работать.

Переходят к настройке режима СЕКАМ. На вход канала цветности подают полный цветовой видеосигнал СЕКАМ с модуляцией цветными полосами. Осциллограф через делительную головку с малой емкостью подключают к выводу *4 D1*. Настраивают КВП, вращая сердечник в *L1* до получения минимальной амплитудной модуляции сигнала цветности. Переносят вход осциллографа на вывод *20 D1*. Настраивая контур *L2*, добиваются включения канала цветности. При этом на экране осциллографа появляются чередующиеся по строкам цветоразностные сигналы E'_{B-Y} и E'_{R-Y} (рис.4.10,*а*). Плавно вращая сердечник в *L2*, а также движок *R5*, совмещают площадки гашения в сигнале с уровнем черного. На выводе *8 D1* и на выводе *4 D2* должен появиться сигнал псевдо-ПАЛ (рис.4.10,*в*). Когда канал цветности ПАЛ функционирует нормально, на выводе *28 D2* появляется усиленный сигнал псевдо-ПАЛ. Если опознавание в *D2* не срабатывает, на выводе *28* видны лишь вспышки. Причиной неустойчивой работы БЦС в *D2* может быть малое сопротивление утечки конденсатора *C26*, подключенного к выводу *2*.

При работе БЦС на экране телевизора появляется изображение цветных полос.

Комплект микросхемы КР1021ХА3/ХА4 не позволяет независимо настраивать фазы сигналов в режимах ПАЛ и СЕКАМ. Поэтому если при приеме сигнала СЕКАМ наблюдается разнояркость строк, ее уменьшают, подстраивая *R15*, т.е. несколько нарушая оптимальный режим ПАЛ.

Глава 5
Канал яркости

5.1. Назначение и технические требования

В канале яркости осуществляются следующие функции: подавление составляющих сигнала цветности или разделение сигналов яркости и цветности; задержка сигнала яркости для обеспечения его совмещения во времени с цветоразностными сигналами; фиксация уровня черного; оперативная регулировка контрастности и яркости; ограничение токов лучей кинескопа.

Рассмотрим основные параметры канала яркости.

Коэффициент передачи по напряжению. Во всех современных телевизорах применяется модуляция кинескопа сигналами основных цветов. Размахи этих сигналов на катодах кинескопа обычно составляют до 100 В, размах сигнала на выходе видеодетектора примерно 2 В. Поэтому типовое значение коэффициента передачи всего тракта 50. Коэффициент передачи собственно канала яркости, т.е. участка тракта от видеодетектора до матрицы *RGB*, близок к единице. Большинство параметров, относящихся к сигналу яркости, нормируются для всего тракта — от видеодетектора до кинескопа.

Частотные свойства канала яркости. При выключенном фильтре режекции полоса пропускания всего видеотракта обычно составляет 6 МГц по уровню -3 дБ. Когда принимается цветная программа, полоса пропускания уменьшается и зависит от стандарта, по которому выполнен телевизор, а в многостандартных телевизорах — от типа принимаемого сигнала. Так как телевизионный сигнал имеет импульсный характер, удобно нормировать не АЧХ и ФЧХ канала, а искажения испытательного импульсного сигнала в виде стандартной испытательной строки, содержащей синусквадратичный импульс и прямоугольный импульс частоты строк. Синусквадратичный импульс должен иметь длительность $2T$, где $T = 1/2\ f_в$; $f_в$ — высшая частота канала. Если режекторный фильтр выключен, $f_в = 6$ МГц и $2T = 10^{-6}/6 =$ $= 166{,}6$ нс.

Нормируется [5.1] отношение размаха синусквадратичного $2T$-импульса к размаху прямоугольного импульса частоты строк (80...130%). Кроме того, могут нормироваться искажения синусквадратичного импульса в виде частных K-факторов, подробно рассмотренных в разделе, касающемся измерений параметров канала. Из всех частных K-факторов учитывается тот, значение которого получилось максимальным.

Действующие нормы распространяются на весь тракт телевизора — от антенного входа до кинескопа — и составляют $K \le 8$ •

Ориентировочная норма для видеотракта до кинескопа $K \leq 5$. Необходимо отметить, что стандартизованные нормы относятся к режиму приема черно-белой программы, когда режекторный фильтр выключен и полоса пропускания канала яркости близка к 6 МГц. Практически в настоящее время даже при передаче черно-белых фильмов цветовая поднесущая на телецентре не выключается, и полоса пропускания канала яркости в телевизорах существенно уменьшается благодаря действию режекторного фильтра. Однако нормы на импульсные характеристики канала яркости с режектором пока не разработаны, так как искажения получаются разными, в зависимости от стандарта ЦТ и типа режекторного фильтра.

Параметры канала яркости в области верхних частот можно также нормировать, указывая максимально допустимую длительность фронта и среза прямоугольного импульса частоты строк (так называемого импульса T-полосы) и допустимые значения получающихся выбросов. Типовая норма для видеоканала без режекции цветовой поднесущей: длительность фронта ≤ 100 нс, выбросы $\leq 10\%$.

Характеристики канала в области низких частот. Нормируется относительная неравномерность плоской части импульсов частоты строк и полей. Допустимое значение неравномерности для всего канала от антенного входа до кинескопа $\leq 7\%$. Ориентировочная норма на видеотракт $\leq 5\%$.

Нелинейные искажения сигнала яркости. Норма на весь тракт телевизора $\leq 20\%$. Типовая норма на видеотракт $\leq 12\%$. Измерения проводят при номинальных размахах выходных сигналов.

Неточность работы устройств фиксации уровня черного в сигнале яркости. Нормируются отклонения уровня черного в сигнале от уровня площадки фиксации при изменении сюжета изображения, при регулировке контрастности, изменении напряжения сети в допустимых пределах и при крайних рабочих значениях окружающей температуры. Абсолютная погрешность фиксации в каждом канале при действии всех дестабилизирующих факторов не должна превышать 5% номинального размаха сигнала. Допустимая относительная нестабильность уровней черного между любыми двумя сигналами основных цветов $\leq 2\%$.

Расхождение во времени сигналов яркости и цветности. Норма на весь тракт телевизора ≤ 150 нс.

Ограничение среднего тока лучей кинескопа. Устройство ограничения должно срабатывать, когда средний ток трех лучей превысит 1 мА. В канале яркости обычно нормируется пороговое значение управляющего напряжения от блока разверток, при котором размахи сигналов основных цветов на выходах видеоусилителей уменьшаются на 10% номинала. Пиковые значения токов лучей могут существенно превысить пороговое значение, что повышает контрастность цветного изображения.

5.2. Методы разделения сигналов яркости и цветности

Во всех действующих системах ЦТ спектр сигнала цветности лежит в пределах спектра сигнала яркости. В результате возникают взаимные помехи между этими сигналами. Составляющие сигнала цветности, проникая в канал яркости, создают на изображении мешающую сетку. Хотя на передающей стороне приняты меры по уменьшению таких помех (балансная квадратурная модуляция в системах НТСЦ и ПАЛ, ослабление амплитуды ЧМ поднесущей фильтром высокочастотных предыскажений и коммутация ее фазы в системе СЕКАМ), этого оказывается недостаточно, и в телевизор приходится вводить дополнительные цепи, ослабляющие помехи. Простейший путь — включение в канал яркости режекторного фильтра, а в канал цветности полосового фильтра.

Режекторный фильтр подавляет участок спектра, где передается сигнал цветности. Вместе с сигналом цветности подавляются и составляющие сигнала яркости, что понижает четкость изображения и вносит искажения в переходную характеристику тракта. В системах НТСЦ и ПАЛ, где частота цветовой поднесущей постоянна, режекторный фильтр может быть относительно узкополосным. Частотная модуляция поднесущей в системе СЕКАМ вызывает существенное расширение спектра сигнала цветности. Соответственно приходится расширять и полосу режекторного фильтра. Недостаточное подавление сигнала цветности в телевизоре СЕКАМ создает не только мешающую сетку на изображении, но также характерные помехи в виде строчной структуры на голубых и желтых полях. Появление таких помех объясняется тем, что в строках D_R и D_B сигнала СЕКАМ размахи поднесущей при передаче этих цветов сильно отличаются. Так, на голубом поле амплитуда цветовой поднесущей полного видеосигнала СЕКАМ размахом 1 В составляет в строках D_R и D_B соответственно 0,476 и 0,169 В. Если режекция недостаточна, остатки поднесущей в сигнале яркости детектируются кинескопом благодаря нелинейности его характеристик. Получающиеся в результате детектирования постоянные составляющие напряжения, разные в строках D_R и D_B, налагаются на сигнал яркости, создавая эффект жалюзи. Экспериментально установлено, что искажения становятся незаметными, если на частотах, соответствующих желтому полю в сигнале D_B (f_1 = 4,25 − 0,23 = 4,02 МГц) и голубому полю в сигнале D_R (f_2 = 4,406 + 0,28 = 4,686 МГц), режекция составляет не менее 15 дБ. На центральной частоте 4,286 МГц, где фильтр ВП дает максимальное ослабление цветовой поднесущей, глубина режекции может быть снижена до 8...9 дБ. Для выделения сигнала цветности в аналоговых телевизорах ПАЛ и НТСЦ используют простейшие полосовые фильтры, двухконтурные или даже в виде одиночного контура с малой добротностью. В декодерах СЕКАМ обычно роль полосового фильтра выполняет контур КВП. Полосовые фильтры не могут ослабить

составляющие яркостного сигнала, лежащие в полосе сигнала цветности. В результате возникают помехи, которые в системе СЕКАМ проявляются в виде окрашивания мелкоструктурных черно-белых участков изображения, например шкалы, используемой для измерения четкости на универсальной испытательной таблице.

Замена обычных разделительных фильтров на фильтры с дискретной обработкой сигнала позволяет уменьшить искажения и исключить необходимость настройки. Наконец, переход к гребенчатым разделительным фильтрам существенно снижает взаимные помехи между сигналами яркости и цветности и повышает четкость изображения, но удорожает приемник.

Рассмотрим подробнее перечисленные классы разделительных фильтров.

5.2.1. Аналоговые разделительные фильтры

Электрическая схема простейшего одноконтурного режекторного фильтра приведена на рис.5.1. Режектор настраивают на частоту f_0. В режимах ПАЛ и НТСЦ f_0 должна совпадать с частотой цветовой поднесущей. В режиме СЕКАМ f_0 обычно соответствует частоте, лежащей между значениями частот f_1 и f_2, например 4,286 МГц.

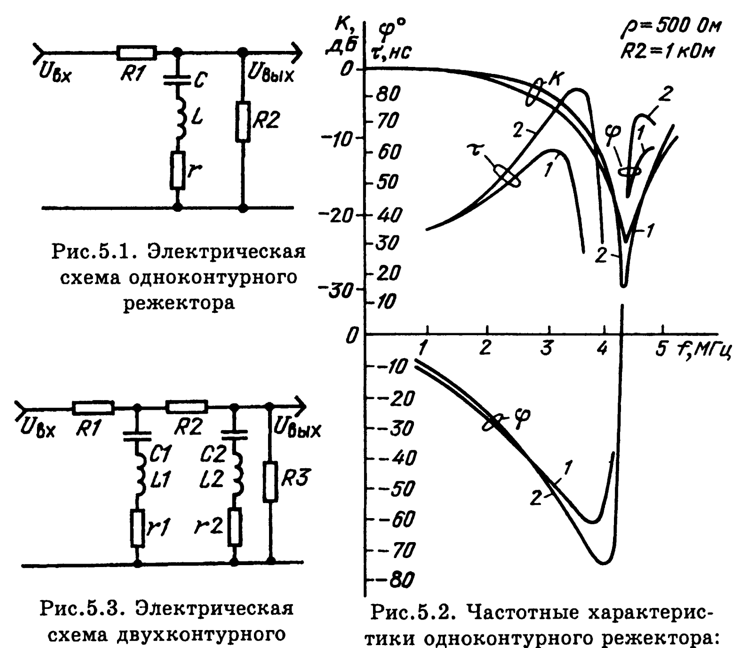


Рис.5.1. Электрическая схема одноконтурного режектора

Рис.5.2. Частотные характеристики одноконтурного режектора:
1 — Q=20; R1=780 Ом;
2 — Q=100; R1=770 Ом

Рис.5.3. Электрическая схема двухконтурного режектора

Коэффициент передачи фильтра [5.2]:

$$A(\omega)=\frac{R_2\left[r+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)\right]}{R_1\left[R_2+r+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)\right]+R_2\left[r+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)\right]}. \qquad (5.1)$$

После преобразований, учитывая, что $L = Qr/\omega_0$, $C = 1/(\omega_0 rQ)$, $\rho = \omega_0 L = 1/(\omega_0 C)$, находим выражения для модуля и фазы коэффициента передачи:

$$|A(v)|_{дБ} = 10\lg\left(A_0^2\frac{1+Q^2v^2}{1+D^2v^2}\right), \qquad (5.2)$$

$$\varphi(v) = \operatorname{arctg}\frac{v(Q-D)}{1+QDv^2}. \qquad (5.3)$$

Здесь $A_0 = \frac{\rho(R_1+R_2)}{\rho(R_1+R_2)+R_1R_2Q}$; $D = \frac{\rho Q(R_1+R_2)}{\rho(R_1+R_2)+R_1R_2Q}$;

$$v = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}.$$

Для определения характеристики ГВЗ возьмем производную от (5.3) по частоте:

$$\tau(v) = -\frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{f_0}+\frac{f_0}{f_2}\right)\frac{(Q-D)(1-QDv^2)}{1+v^2(Q^2+D^2)+Q^2D^2v^4}. \qquad (5.4)$$

Результаты расчетов для $Q = 20$ и 100 приведены на рис. 5.2. Даже при $Q = 100$ полоса пропускания фильтра составляет всего 2,8 МГц, что заметно снижает четкость изображения. Лучшие результаты для режима СЕКАМ дает применение двухконтурного режекторного фильтра.

Электрическая схема двухконтурного режектора дана на рис.5.3. Пусть контуры *L1C1* и *L2C2* настроены на частоты f_1 и f_2. Обозначив $v_1 = f/f_1 - f_1/f$; $v_2 = f/f_2 - f_2/f$, находим выражение для комплексного коэффициента передачи:

$$A(v) = \frac{1-Q^2v_1v_2+jQ(v_1+v_2)}{B_1-Q^2v_1v_2+j(v_1B_2+v_2B_3)Q}, \qquad (5.5)$$

где $B1 = 1 + R1R2R3Q + \rho_1 R3Q(R1 + R2) + \rho_2 R1Q(R2 + R3)$;
$B2 = 1 + \rho_1 R3Q(R1 + R2)$;
$B3 = 1 + \rho_2 R1Q(R2 + R3)$.

Отсюда:

$$|A(\nu)| = 10\lg\frac{\left(1-Q^2\nu_1\nu_2\right)^2+Q^2(\nu_1+\nu_2)^2}{\left(B_1-Q^2\nu_1\nu_2\right)^2+Q^2(\nu_1 B_1+\nu_2 B_3)}; \qquad (5.6)$$

$$\varphi(\nu) = \operatorname{arctg}\frac{Q\left[(\nu_1+\nu_2)\left(B_1-Q^2\nu_1\nu_2\right)-\left(1-Q^2\nu_1\nu_2\right)(\nu_1B_2+\nu_2B_3)\right]}{\left(1-Q^2\nu_1\nu_2\right)\left(B_1-Q^2\nu_1\nu_2\right)+Q^2(\nu_1+\nu_2)(\nu_1B_2+\nu_2B_3)}. \qquad (5.7)$$

Положив в (5.6) поочередно $\nu_1 = 0$ и $\nu_2 = 0$, определяем значения коэффициента передачи на частотах режекции:

$$|A(\nu)|_{\nu_1=0} = 10\lg\frac{1+Q^2\nu_2^2}{B_1^2+Q^2\nu_2^2B_3}; \quad |A(\nu)|_{\nu_2=0} = 10\lg\frac{1+Q^2\nu_1^2}{B_1^2+Q^2\nu_1^2B_2}.$$

Так как $\nu_1^2\big|_{\nu_2=0} = \nu_2^2\big|_{\nu_1=0}$, условие одинакового затухания на частотах режекции сводится к равенству $B2 = B3$, или

$$\rho_1 R3\,(R1+R2) = \rho_2 R1(R2+R3).$$

Отсюда $R2 = R1R3\dfrac{\rho_2-\rho_1}{\rho_1R_3-\rho_2R_1}$. (5.8)

Режекторный фильтр реализуем при $\rho_2 > \rho_1$. Возможны два варианта его выполнения.

1. $f_1 > f_2$. Тогда конденсаторы в контурах могут быть выбраны с одинаковой емкостью:

$$C1 = C2 = \frac{1}{2}\pi f_1\rho_1; \quad \rho_2 = \rho_1 f_1/f_2.$$

Индуктивности катушек получаются разными:

$$L_1 = \rho_1/(2\pi f_1); \quad L2 = L1 f_1/f_2.$$

2. $f_1 < f_2$. При этом одинаковыми могут быть индуктивности катушек:

$$L1 = L2 = \rho_1/(2\pi f_1); \quad \rho_2 = \rho_1 f_2/f_1.$$

Емкости конденсаторов должны быть разными:

$$C1 = 1/(2\pi f_1\rho_1); \quad C2 = C1 f_1^2/f_2^2.$$

Дифференцируя (5.7) по частоте, получаем выражение для характеристики ГВЗ:

$$\tau(\nu) = -\frac{Q\left[\left(\nu_1' D_1 + \nu_2' D_2\right) B_5 - \left(\nu_1 D_3 + \nu_2^2 D_4\right) B_4 Q\right]}{B_4^2 + B_5^2}, \qquad (5.9)$$

где $\nu_1' = (1/2\pi)(1/f_1 + f_1/f^2)$; $\nu_2' = (1/2\pi)(1/f_2 + f_2/f^2)$;

$D_1 = (B_1 - B_2) + 2Q^2 \nu_1 \nu_2 (B_2 - 1) + Q^2 \nu_2^2 (B_3 - 1)$;

$D_2 = (B_1 - B_3) + Q^2 \nu_1^2 (B_2 - 1) + 2Q^2 \nu_1 \nu_2 (B_3 - 1)$;

$D_3 = 2B_2 \nu_1 + \nu_2 (B_3 + B_2 - B_1 - 1) + 2Q^2 \nu_1 \nu_2^2$;

$D_4 = 2B_3 \nu_2 + \nu_1 (B_3 + B_2 - B_1 - 1) + 2Q^2 \nu_1^2 \nu_2$;

B_4 и B_5 — числитель и знаменатель аргумента функции (5.7).

В прилож.22 дана программа для расчета характеристик двухконтурного режекторного фильтра СЕКАМ. Рассчитывается первый вариант режектора (*C1* = *C2*). Для заданных ρ_1 и *R3* и разных *Q* находят *R1* и *R2*, обеспечивающие одинаковое затухание >15 дБ на частотах режекции, а затем вычисляют зависимости $A(f)$, $\varphi(f)$ и $\tau(f)$. На рис.5.4 приведены полученные графики для ρ_1 = 500 Ом; *R3* = 620 Ом; *Q* = 10 и 16. Необходимое затухание на частотах режекции получается при относительно малой добротности контуров. Легко достигается полоса пропускания более 3 МГц. При практическом выполнении двухконтурного режектора измеряются добротности Q_0 контуров на частотах режекции и последовательно с ними включаются добавочные резисторы $r = \rho(Q_0 - Q)/(Q_0 Q)$, чтобы обеспечить рассчитанное значение *Q*.

Возможны и другие схемные решения аналоговых режекторных фильтров — с использованием параллельных контуров, мостовые и т.д. Наконец, вместо контуров резонансные цепи фильтра можно выполнять в виде пьезокерамических пластин. Всем рассмотренным режекторным фильтрам присущ общий недостаток — нелинейность ФЧХ и, как следствие, неравномерность характеристики ГВЗ в полосе пропускания. Это приводит к взаимному смещению во времени гармоник сигнала. В ре-

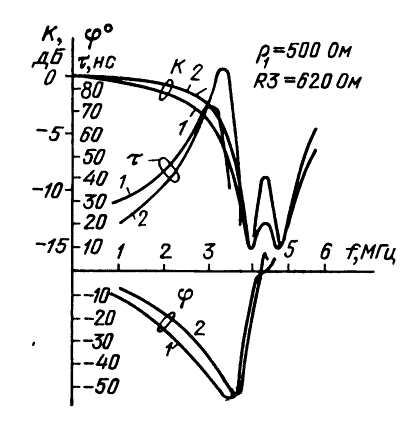


Рис.5.4. Частотные характеристики двухконтурного режектора:
1 — Q=10; R1=240 Ом; R2=75 Ом;
2 - Q=16; R1=160 Ом; R2=39 Ом

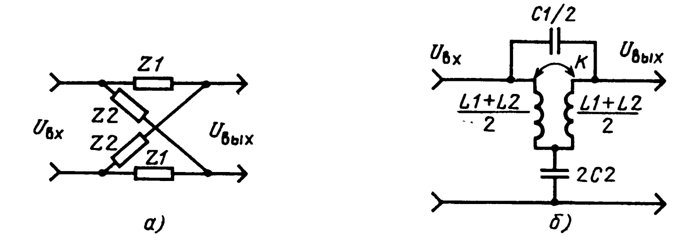


Рис.5.5. Схемы фазового корректора:
а - мостовая; б пересчитанная в Т-образную (m<1)

зультате переходная характеристика становится несимметричной — в ней появляется верхний выброс, создающий повторы на изображении.

Для уменьшения искажений, создаваемых режекторным фильтром, можно использовать фазовый корректор. В качестве фазового корректора обычно служит всепропускающий фильтр, коэффициент передачи которого не зависит от частоты, а ФЧХ может регулироваться [5.3]. На рис.5.5,*а* показан вид такого звена, выполненного по мостовой (скрещенной) схеме. Его коэффициент передачи

$$A(\omega) = (R_0 + Z_1)/(R_0 - Z_1)\,, \qquad (5.10)$$

где $R_0 = \sqrt{Z1Z2}$ — характеристическое сопротивление фильтра. Порядок фильтра определяется числом реактивных элементов в каждой ветви. Для коррекции ФЧХ режектора может быть использован фильтр второго порядка, в котором ветви *Z1* выполнены в виде параллельных контуров *L1C1*, а ветви *Z2* — в виде последовательных контуров *L2C2*. Чтобы АЧХ фильтра не зависела от частоты, потери в элементах должны быть пренебрежимо малы, а резонансные частоты ветвей — одинаковы: $1/(L1C1) = 1/(L2C2) = \omega_0{}^2$. Тогда характеристическое сопротивление фильтра составит:

$$R_0 = \sqrt{Z1Z2} = \sqrt{\frac{L1}{C2}} = \sqrt{\frac{L2}{C1}}\,.$$

Коэффициент передачи можно представить следующим образом:

$$A(\omega) = \frac{\sqrt{R_0^2 + Z_1^2}\; e^{j\,\mathrm{arctg}\frac{|Z_1|}{R_0}}}{\sqrt{R_0^2 + Z_1^2}\; e^{-j\,\mathrm{arctg}\frac{|Z_1|}{R_0}}} = e^{2j\,\mathrm{arctg}\frac{|Z_1|}{R_0}}\,. \qquad (5.11)$$

Числитель и знаменатель $A(\omega)$ комплексно сопряжены, поэтому, если пренебречь потерями в элементах, модуль коэффи-

циента передачи фазового корректора равен единице и не зависит от частоты, а ФЧХ описывается формулой

$$\varphi(\omega) = 2\,\mathrm{arctg}\frac{|Z_1|}{R_0}. \qquad (5.12)$$

При анализе фазового корректора обычно вводят так называемый коэффициент крутизны ФЧХ m: $m^2 = L2/L1 = C1/C2$.

Так как $L2 = 1/(\omega^2\,C2)$; $C2 = L1/R_0^2$,

$$m = R_0/(\omega_0 L1) = \omega_0 L2/R = \omega_0\,C1R_0 = 1/(\omega_0\,C2R_0). \qquad (5.13)$$

Отношение ω/ω_0 обозначают η. Тогда

$$\varphi(\omega) = 2\,\mathrm{arctg}\frac{\omega L1}{R_0\left(1-\omega^2 L1C1\right)} = 2\,\mathrm{arctg}\frac{\eta}{m\left(1-\eta^2\right)}. \qquad (5.14)$$

Продифференцировав (5.14) по частоте, находим частотную зависимость ГВЗ фазового корректора:

$$\tau(\omega) = \frac{1}{2\pi f_0}\frac{2m\left(1+\eta^2\right)}{\eta^2 + m^2\left(1-\eta^2\right)^2}. \qquad (5.15)$$

В прилож.23 дана программа расчета фазового корректора. Для заданных f_0 и R_0 и разных m распечатываются значения элементов фильтра $C1$, $C2$, $L1$, $L2$ и графики зависимостей $\varphi(\eta_0)$ и $\tau(\eta_0)$. Вид характеристик ГВЗ корректора представлен на рис.5.6. По осям координат отложены нормированные значения $\eta = f/f_0$ и $\tau = f_0$. При увеличении m в характеристиках появляется максимум, частота которого стремится к значению $f = f_0$. Зная характеристику $\tau(f)$ режектора, подбирают такие f_0 и m корректора, чтобы суммарная задержка в полосе прозрачности мало зависела от частоты. Для уменьшения числа элементов и исключения согласующих трансформаторов скрещенную схему фазового корректора пересчитывают в Т-образную. На рис.5.5,*б* показана одна из модификаций Т-образного фазового корректора, соответствующего условию $m<1$.

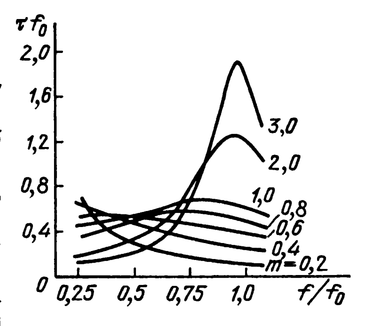


Рис.5.6. Характеристики ГВЗ фазового корректора

На рис.5.7 приведены примеры практических схем аналоговых режекторных фильтров. На рис.5.7,*а* показан двухконтурный режектор СЕКАМ с фазовым корректором. В фазовом корректоре m = 0,4; коэффициент связи

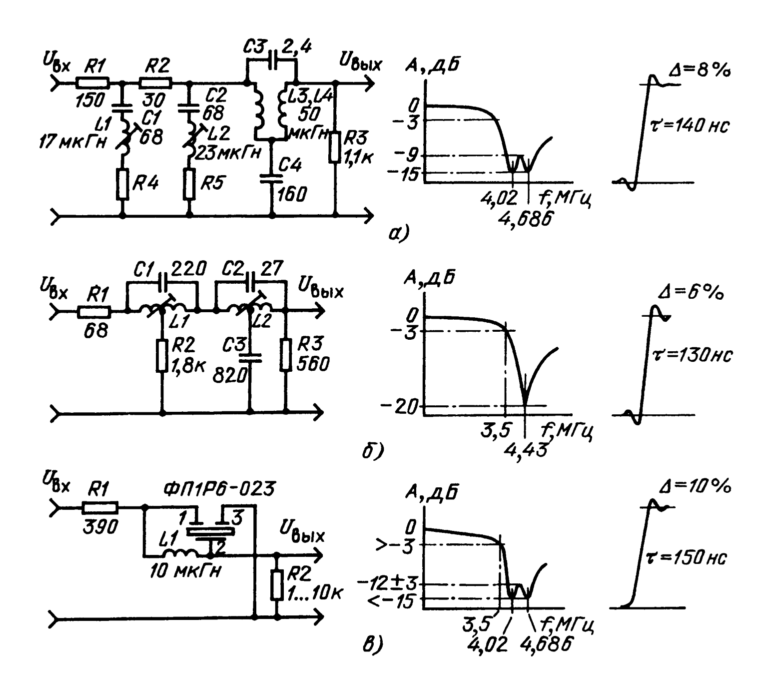


Рис.5.7. Схемные решения режекторных фильтров и их характеристики:

а — режекторный фильтр СЕКАМ с фазовым корректором;
б — режектор ПАЛ с фазовым корректором;
в — керамический режектор СЕКАМ типа ФП1Р6-23

К = 0,7. В качестве трансформатора корректора использованы два дросселя ДМ-01, установленные на печатной плате параллельно и вплотную друг к другу. Режектор дает симметричную переходную характеристику с верхним и нижним выбросами и относительно малую потерю четкости.

Режектор на рис.5.6,*б* выполнен по мостовой Т-образной схеме. Он предназначен для телевизора ПАЛ и создает глубокую режекцию в относительно узкой полосе частот. Чтобы компенсировать значительный верхний выброс и сделать переходную характеристику симметричной, использован фазовый корректор с $m \approx 0{,}2$. Такой корректор создает существенную задержку низкочастотной части спектра (рис.5.6). Переходная характеристика становится симметричной, но достижимая четкость не превышает 350 линий.

На рис.5.6,*в* показаны схема включения и характеристики керамического режекторного фильтра СЕКАМ типа ФП1Р6-023. Он не требует настройки и имеет такую же АЧХ и переходную характеристику, как двухконтурный режектор без фазового корректора.

Режекторные фильтры СЕКАМ заметно понижают четкость изображения. Делались неоднократные попытки обеспечить

необходимое подавление сигнала цветности СЕКАМ с помощью узкополосного режектора.

В [5.4] предложено переключать частоту режекции от строки к строке так, чтобы в строках D_B минимум АЧХ был на частоте 4,02 МГц, а в строках D_R — на частоте 4,686 МГц. Это решение использовано в телевизоре УПИМЦТ. Патент [5.5] содержит описание адаптивного режекторного фильтра, перестраиваемого демодулированным цветоразностным сигналом так, что частота минимума АЧХ в статическом режиме равна частоте цветовой поднесущей. Однако из-за инерционности резонансного контура на цветовых переходах появляются искажения.

5.2.2. Разделительные фильтры с дискретной обработкой сигнала

В дискретных фильтрах обрабатываются отчеты сигнала, следующие с интервалом $\tau = 1/f_т$, где $f_т$ — тактовая частота. Дискретные фильтры могут быть цифровыми и аналоговыми. В цифровых фильтрах сигналы проходят по многопроводным шинам, а отсчеты представляют собой двоичные слова. В аналоговых фильтрах отсчетами служат дискретные значения сигнала в виде заряда или напряжения. Все дискретные фильтры состоят из элементов трех типов — секций задержки, умножителей на коэффициенты и арифметических устройств (АУ) — сумматоров или вычитателей. Будем рассматривать фильтры трансверсального типа, в которых нет цепей обратной связи — рекурсивных ветвей.

На рис.5.8 показано устройство простейшего дискретного режекторного фильтра [5.6]. Он состоит из сумматора C и двух секций задержки на один период тактовой частоты каждая. Алгоритм режекторного фильтра имеет вид

$$U_{вых}(t) = U_{вх}(t) + U_{вх}(t - 2\tau). \qquad (5.16)$$

Коэффициент передачи фильтра в плоскости z может быть записан следующим образом:

$$A(z) = 1 + z^{-2}.$$

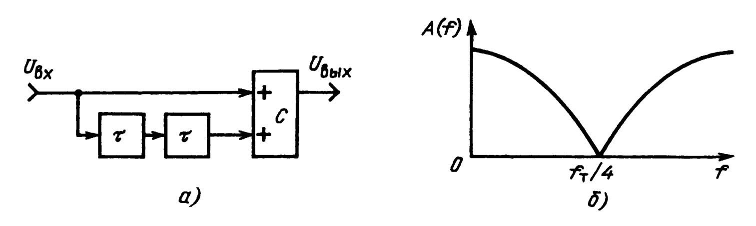


Рис.5.8. Простейший дискретный режекторный фильтр: а — функциональная схема; б — АЧХ

Здесь z^{-2} — передаточная функция элемента задержки на время двух тактов. Для того чтобы перейти из плоскости z в плоскость частот, используем подстановку $z^{-n} = e^{-jn\omega\tau}$. Получаем

$$A(\omega) = 1 + e^{-j2\omega\tau}.$$

Преобразуем это выражение, воспользовавшись формулой Эйлера:

$$A(\omega) = 1 + \cos 2\omega\tau - j\sin 2\omega\tau = 1 + 2\cos^2 \omega\tau -$$

$$-1 - j2\sin\omega\tau\cos\omega\tau = 2\cos\omega\tau(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau).$$

Отсюда модуль и фазовый угол коэффициента передачи

$$|A(\omega)| = 2|\cos\omega\tau|, \qquad (5.17)$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\frac{\sin\omega\tau}{\cos\omega\tau} = \omega\tau. \qquad (5.18)$$

Амплитудно-частотная характеристика режекторного фильтра имеет гребенчатую форму в виде модуля косинусоиды (рис.5.8,*б*). Практически используется лишь низкочастотная ветвь с первым нулем.

Нулевые точки лежат на частотах $f_{реж} = (2k + 1)f_т/4$. Первый нуль соответствует частоте $f_т/4$. Фазочастотная характеристика (5.1.8) линейна. Режекторный фильтр будет подавлять цветовую поднесущую $f_п$ лишь в том случае, если $f_т = 4f_п$. Использовать в многостандартном телевизоре для каждого стандарта цветного телевидения свое значение тактовой частоты неудобно. Поэтому был разработан дискретный режекторный фильтр, в котором частоту режекции можно регулировать. Его функциональная схема показана на рис.5.9,*а*. Отличие от схемы на рис.5.8,*а* состоит в том, что выход первой секции задержки соединен с третьим входом сумматора C через цепь, содержащую умножитель на коэффициент K. В результате АЧХ фильтра в зависимости от знака K смещается вверх или вниз на K относительно оси частот, как это показано на рис.5.9,*б*. При этом

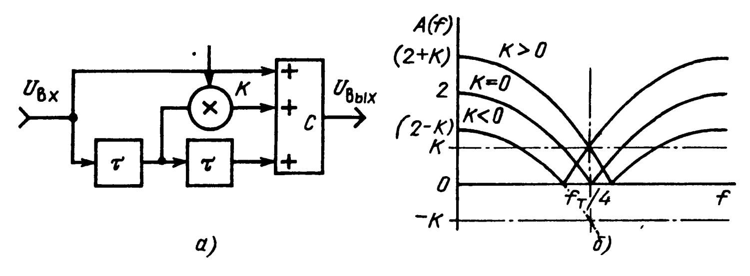


Рис.5.9. Дискретный фильтр с регулируемой частотой режекции: а — функциональная схема; б — АЧХ

частота первого нуля становится больше или меньше $f_т/4$. Коэффициент передачи фильтра может быть записан следующим образом:

$$A(z) = 1 + Kz^{-1} + z^{-2},$$

$$A(\omega) = 1 + K e^{-j\omega\tau} + e^{-j2\omega\tau}.$$

Переходя к тригонометрической форме, получим

$$A(\omega) = (2\cos\omega\tau + K)(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau).$$

Отсюда

$$|A(\omega)| + |2\cos\omega\tau + K|, \qquad (5.19)$$

$$\varphi(\omega) = \omega\tau. \qquad (5.20)$$

При постоянной тактовой частоте можно регулировать частоту режекции $f_{реж}$, изменяя коэффициент K. На частоте режекции $|A(\omega)| = 0$, или $2\cos\omega_{реж}\tau + K = 0$. Отсюда

$$K = -2\cos\left[\frac{2\pi f_{реж}}{f_т}\right]. \qquad (5.21)$$

Например, для сигнала ПАЛ $f_п$ = 4,4336 МГц. Чтобы фильтр режектировал эту частоту при $f_т$ = 13,5 МГц, достаточно выбрать

$$K_{пал} = -2\cos\left[\frac{2\pi\, 4{,}4336}{13{,}5}\right] = 0{,}946.$$

При $\omega = 0$ $A(\omega) = 2 + K$. Коэффициент передачи режектора по постоянному току зависит от коэффициента K, т.е. оказывается разным для сигналов разных систем цветного телевидения, что неудобно.

На рис.5.10,*а* дана функциональная схема дискретного режекторного фильтра, в котором регулировка $f_{реж}$ посредством

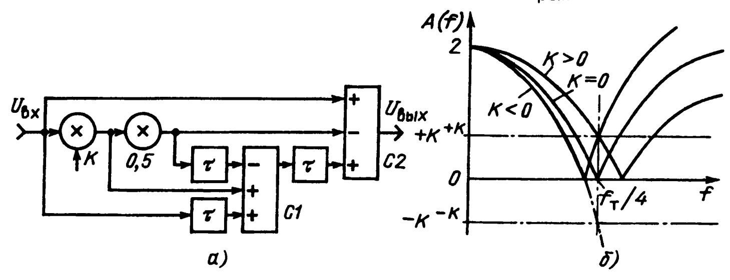


Рис.5.10. Дискретный режекторный фильтр с постоянным коэффициентом передачи на низкой частоте:
а — функциональная схема; б — АЧХ

изменения K не влияет на коэффициент передачи по постоянному току [5.7]. Фильтр содержит два арифметических устройства С1 и С2, три секции задержки на такт и два умножителя — один на регулируемый коэффициент K, а второй — на постоянный коэффициент 0,5. Коэффициент передачи фильтра в плоскости z может быть записан следующим образом:

$$A(z) = (1 - K/2) + Kz^{-1} + (1 - K/2)z^{-2}.$$

Здесь первое слагаемое соответствует прохождению сигнала от входа фильтра до его выхода через два верхних входа С2 (рис.5.10,*а*). В этих цепях нет секций задержки. Второе слагаемое соответствует сигналу, который проходит через умножитель на K, средний вход С1, одно звено задержки и С2. Наконец, третье слагаемое коэффициента передачи отображает цепи, содержащие два последовательно включенных звена задержки. После перехода в комплексную плоскость частот и простейших преобразований получаем

$$A(\omega) = \left[K + (2 - K)\cos\omega\tau\right]\left(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau\right).$$

Отсюда

$$\left|A(\omega)\right| = \left|K + (2 - K)\cos\omega\tau\right|, \qquad (5.22)$$

$$\varphi(\omega) = \omega\tau. \qquad (5.23)$$

Легко видеть, что при $\omega = 0$ $\left|A(\omega)\right| = 2$ независимо от K. Чтобы фильтр обеспечивал режекцию на частоте $f_{реж}$, коэффициент K должен быть:

$$K = \frac{2\cos(2\pi f_{реж}/f_т)}{1 - \cos(2\pi f_{реж}/f_т)}. \qquad (5.24)$$

При $f_т$ = 13,5 МГц для сигнала НТСЦ $K_{НТСЦ}$ = 0,1736. Аналогично $K_{ПАЛ}$ = 0,6422.

В режиме СЕКАМ можно применить одиночный режекторный фильтр на частоту 4,33 МГц. Тогда $K_{СЕКАМ}$ = 0,6014. Вместо этого можно последовательно включить два звена режекции, одно на частоту 4,02 МГц, а второе — 4,686 МГц. Для этого коэффициенты звеньев должны составлять: $K_{СЕКАМ1}$ = 0,4564; $K_{СЕКАМ2}$ = 0,7285. Недостаток такого решения — уменьшение полосы пропускания, так как сквозная АЧХ получается перемножением ординат двух модулей косинусоид.

Поэтому удобнее третье решение — использовать одно звено, в котором значение K переключается от строки к строке так, что при прохождении сигналов $D_B K$ = 0,4564, а при прохождении сигналов $D_R K$ = 0,7285, т.е. дискретный фильтр выполняется в соответствии с [5.4].

Переходная характеристика режекторного фильтра рассчитывается по его алгоритму:

$$U_{вых}(t)=(1-K/2)U_{вх}(t)+KU_{вх}(t-\tau)+(1-K/2)U_{вх}(t-2\tau)... \quad (5.25)$$

Для входного сигнала в виде единичного скачка длительностью в один такт (график $U_{вх}(t)$ на рис.5.11) с помощью алгоритма вычисляется временная зависимость для выходного сигнала. Получаются графики, форма которых зависит от K, т.е. от частоты режекции. Чем меньше $f_{реж}$, тем больше искажается фронт выходного сигнала. Искажения имеют S-образную форму. Благодаря линейности ФЧХ фильтра переходная характеристика имеет симметричную форму. Если полоса пропускания канала ограничена сверху, что всегда имеет место, заметность S-образных искажений уменьшается. Отметим, что S-образные искажения переходной характеристики присущи и обычным аналоговым режекторным фильтрам.

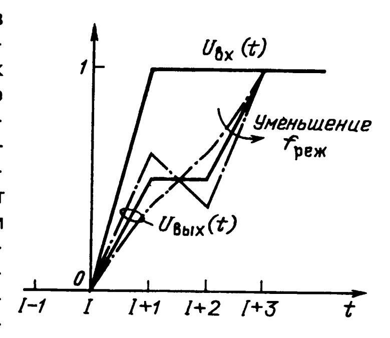


Рис.5.11. Переходные характеристики дискретного режекторного фильтра

Рассмотренные дискретные режекторные фильтры имеют амплитудно-частотные характеристики косинусоидальной формы и относительно узкую полосу пропускания. Этот недостаток устраняется включением последовательно с режектором линей-

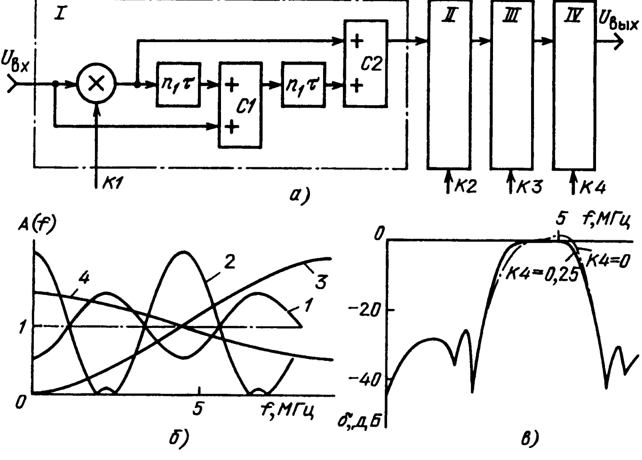


Рис.5.12. Дискретный полосовой фильтр:
а — функиональная схема; б — АЧХ звеньев; в — сквозная АЧХ

но-фазового апертурного корректора. Схемное решение такого корректора дано в гл.8.

Для выделения сигнала цветности можно использовать дискретный полосовой фильтр. Пример выполнения такого фильтра дан на рис.5.12,*а* [5.8]. Фильтр состоит из четырех однородных звеньев. Передаточная функция одного звена имеет вид

$$A(z) = z^{-n} + Kz^{-2n} + K$$

или

$$|A(\omega)| = |1 + 2K\cos n\omega\tau|. \tag{5.26}$$

Амплитудно-частотная характеристика звена представляет собой косинусоиду с амплитудой $2K$, сдвинутую вверх по отношению к оси частот на постоянное значение. Варьируя знак и значение K, меняют фазу и амплитуду косинусоиды. При изменении номинала n секций задержки меняется период косинусоиды $T = f_т/n$. Если K>0,5, то косинусоида пересекает ось частот, и в передаточной функции появляются нули. Включая последовательно два звена с одинаковыми n, но разными по знаку и значению K, можно увеличить коэффициент прямоугольности АЧХ. Фильтр на рис.5.12,*а* предназначен для выделения сигнала цветности СЕКАМ. Он состоит из четырех звеньев I — IV с одинаковой структурой. Первое и второе звенья содержат секции задержки с номиналом 3τ ($n1 = n2 = 3$) и имеют разные знаки K (суммирование в арифметических устройствах второго звена и вычитание в первом). Получается уплощенная АЧХ с центральной частотой $f_т/3$ = 4,5 МГц (произведение графиков *1* и *2* на рис.5.12,*б*); $K2$ = 0,53125>0,5. Поэтому в АЧХ появляются нули на частотах 2; 2,5; 6,5 и 7 МГц. Частота 6,5 МГц соответствует несущей звукового сопровождения. В третьем звене $K3$ = −0,5 и $n3$ = 1 (график *3* на рис.5.12,*б*). Это звено глубоко подавляет низкочастотный участок спектра, что уменьшает помехи от сигнала яркости. В четвертом звене, как и в третьем, $n4$ = 1, но $K4$>0 (график *4* на рис.5.12,*б*). Меняя $K4$ от 0,25 до 0, регулируют подъем высших частот спектра, что компенсирует их спад в радиоканале.

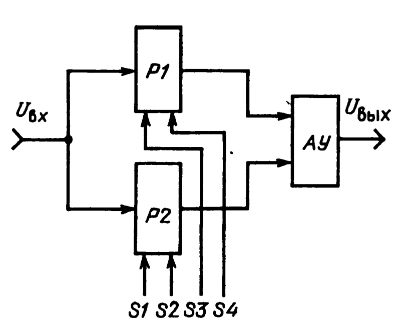


Рис.5.13. Схема регулируемого умножителя на коэффициент

Сквозная характеристика затухания фильтра показана на рис.5.12,*в*. Полоса пропускания составляет около 2 МГц, что позволяет выделить сигнал цветности при одновременном подавлении сигнала звукового сопровождения. Меняя $K1$, можно регулировать полосу пропускания фильтра; АЧХ фильтра формируется из синусоидальных АЧХ звеньев, как формируют сигнал заданной фор-

мы из гармонических составляющих. Регулируемые умножители на коэффициенты *K1—K4* в цифровой модификации фильтра можно выполнить из двух сдвиговых регистров Р1, Р2 и арифметического устройства АУ, как это показано на рис.5.13. Сдвиги в регистрах регулируются изменением логических сигналов *S1—S4*. Если регистры меняют сдвиг от одного до четырех разрядов (К531ИР21), то умножитель на рис.5.13 изменяет коэффициент передачи от 1 до 0,125 в соответствии с табл.5.1.

Умножители такого типа могут использоваться и в цифровом режекторе.

Таблица 5.1

Р1	Р2	K
:2	:2	1
:2	:4	0,625
:4	:4	0,5
:4	:8	0,375
:8	:8	0,25
:8	:16	0,1875
:16	:16	0,125

5.2.3. Гребенчатые разделительные фильтры

Следующий шаг, ведущий к повышению качества разделения сигналов яркости и цветности, — это использование гребенчатых фильтров со звеньями задержки на время строки. Проще всего ввести такой гребенчатый фильтр в приемник НТСЦ. Это обусловлено тем, что в сигнале НТСЦ составляющие спектра сигнала цветности расположены точно посередине между составляющими спектра сигнала яркости (полустрочный офсет). Гребенчатый фильтр для сигнала яркости НТСЦ состоит из устройства задержки на время строки, сумматора и делителя на два (рис.5.14). Амплитудно-частотная характеристика такого фильтра, как и АЧХ блока задержки ПАЛ для сигнала U_v (см. рис.1.12,*б*), имеет вид модуля косинусоиды: $A(\omega) = A_0 \left|\cos\frac{\omega\tau}{2}\right|$.

Максимумы АЧХ соответствуют положению спектральных линий сигнала яркости. Составляющие сигнала цветности попадают на минимумы АЧХ, отстоящие друг от друга на $1/\tau = f_c$, и подавляются.

Гребенчатый фильтр для выделения сигнала цветности НТСЦ выполняется так же, как блок задержки ПАЛ для сигнала U_u, т.е.

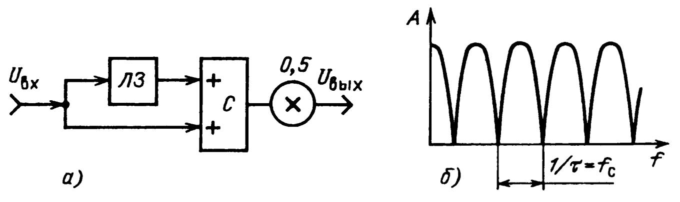


Рис.5.14. Гребенчатый фильтр НТСЦ для выделения сигнала яркости с одним звеном задержки:
а — функциональная схема; б — АЧХ

содержит линию задержки на строку и вычитатель, где задержанный сигнал вычитается из прямого. Амплитудно-частотная характеристика этого фильтра имеет вид модуля синусоиды: $A(\omega) = A_0 \left|\sin\frac{\omega\tau}{2}\right|$. На выходе фильтра выделяются составляющие сигнала цветности и подавляется сигнал яркости.

Гребенчатые фильтры могут выполняться на стеклянных УЛЗ, приборах с зарядовой связью, коммутируемых конденсаторах или в виде цифровых устройств. Замена режектора и полосового фильтра гребенчатыми фильтрами повышает четкость изображения по горизонтали, так как составляющие сигнала яркости, лежащие в полосе сигнала цветности, не подавляются. Вместе с тем уменьшаются искажения от проникновения высокочастотных составляющих сигнала яркости в канал цветности. При наличии модуляции спектральные линии сигналов яркости и цветности расщепляются на пакеты линий, отстоящих друг от друга на 50 Гц (в системе НТСЦ — на 60 Гц).

Узкополосные зоны подавления в рассмотренных гребенчатых фильтрах при этом не обеспечивают необходимой режекции. Чтобы устранить этот недостаток, в гребенчатый режекторный фильтр вводят второе устройство задержки на строку (рис.5.15). Прямой, задержанный на строку и задержанный на две строки сигналы складывают с весовыми коэффициентами соответственно 1/4, 1/2 и 1/4. Коэффициент передачи фильтра составит

$$A(\omega) = A_0\left(1/4 + 1/2e^{-j\omega\tau} + 1/4e^{-j2\omega\tau}\right) = \frac{A_0}{4}\left[1 + 2e^{-j\omega\tau} + e^{-j2\omega\tau}\right] =$$

$$= \frac{A_0}{4}\left[1 + 2\cos\omega\tau + \cos 2\omega\tau - j\left(2\sin\omega\tau + \sin 2\omega\tau\right)\right] =$$

$$= \frac{A_0}{4}\left(1 + \cos\omega\tau\right)\left(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau\right);$$

$$|A(\omega)| = \frac{A_0}{2}\left(1 + \cos\omega\tau\right). \qquad (5.27)$$

Рис.5.15. Гребенчатый фильтр НТСЦ для выделения сигнала яркости с двумя звеньями задержки:
а — функциональная схема; б — АЧХ

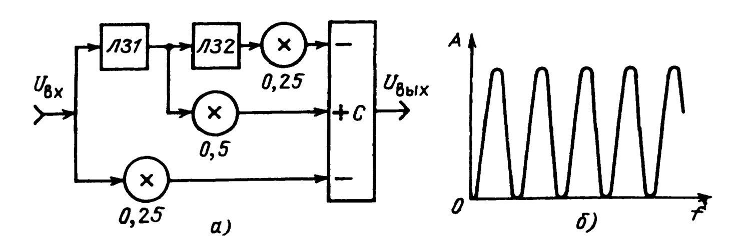


Рис.5.16. Гребенчатый фильтр НТСЦ для выделения сигнала цветности с двумя звеньями задержки:
а — функциональная схема; б — АЧХ

Амплитудно-частотная характеристика режектора представляет собой косинусоиду с периодом, равным $f_с$, расположенную выше оси частот (рис.5.15,*б*). Участки подавления такого фильтра получаются достаточно широкими. Аналогично выполняется и гребенчатый фильтр с двумя устройствами задержки для выделения сигнала цветности (рис.5.16,*а*). Сумматор в нем заменен вычитателем с весовыми коэффициентами −1/4, 1/2 и −1/4. Амплитудно-частотная характеристика (рис.5.16,*б*) описывается выражением

$$|A(\omega)| = \frac{A_0}{2}(1 - \cos\omega\tau). \qquad (5.28)$$

Режекторный и полосовой гребенчатые фильтры можно совместить в единое устройство, функциональная схема которого приведена на рис.5.17. Легко показать, что АЧХ этого фильтра по выходу E'_Y эквивалентна АЧХ фильтра, приведенной на рис.5.15,*б*, а по выходу $U_{цв}$ эквивалентна АЧХ фильтра на рис.5.16,*б*. В канале яркости комбинированного фильтра задержанный на одну строку сигнал складывается во втором сумматоре с половиной суммы входного сигнала и сигнала, задержанного на две строки. Отсюда коэффициент передачи

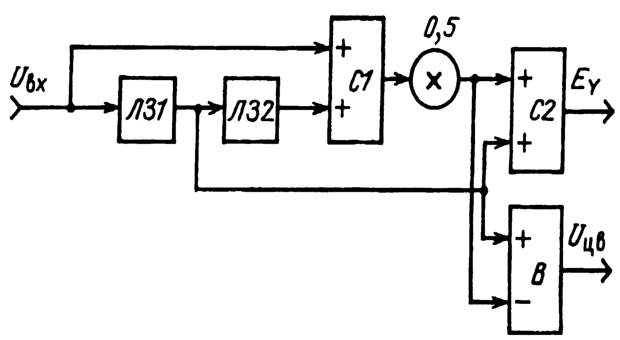


Рис.5.17. Гребенчатый фильтр НТСЦ для разделения сигналов яркости и цветности

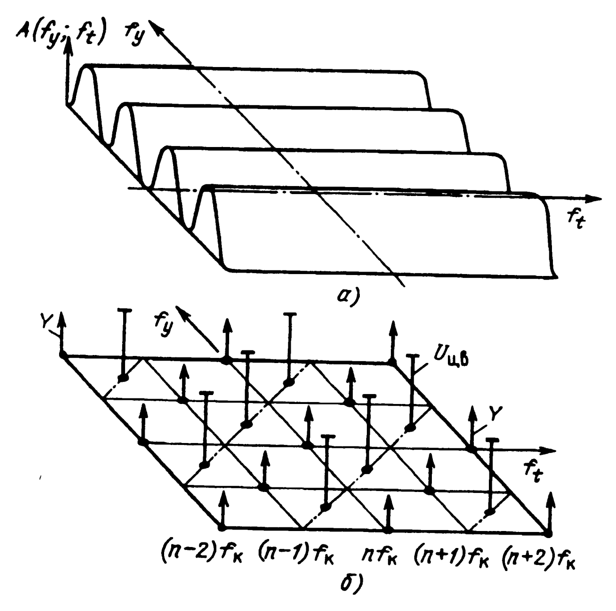


Рис.5.18. Амплитудно-частотная характеристика вертикального гребенчатого фильтра НТСЦ в двумерной пространственно-временной системе координат *(а)* и вертикально-временное представление спектра сигнала НТСЦ *(б)*

$$A(\omega)_Y = \frac{A_0}{2}\left(1 + e^{-j2\omega\tau}\right) + A_0 e^{-j\omega\tau} =$$

$$= \frac{A_0}{2}\left[\left(1 + \cos 2\omega\tau + 2\cos\omega\tau\right) - j\left(\sin 2\omega\tau + 2\sin\omega\tau\right)\right] =$$

$$= A_0\left(1 + \cos\omega\tau\right)\left(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau\right);$$

$$\left|A(\omega)_Y\right| = A_0\left(1 + \cos\omega\tau\right).$$

Формула отличается от (5.27) только постоянным коэффициентом. Аналогично по выходу сигнала цветности коэффициент передачи комбинированного фильтра соответствует выражению (5.28).

В вертикально-временной системе координат $f_y - f_t$ АЧХ гребенчатого фильтра НТСЦ принимает форму поверхности с синусоидальным сечением, образующие которой параллельны оси f_t. В качестве примера на рис.5.18,*а* построена такая поверхность для фильтра, выделяющего сигнал цветности (выражение (5.28)). Если наложить эту поверхность на изображение спектра сигнала НТСЦ в координатах $f_y - f_t$ (рис.5.18,*б*), то составляющие сигнала яркости окажутся во впадинах поверхности и будут по-

давляться, а составляющие цветности попадут на гребни поверхности и будут выделяться.

Гребенчатые фильтры, в которых сравниваются сигналы соседних строк, смещенные на изображении по вертикали, называются вертикальными фильтрами.

Вертикальные гребенчатые фильтры имеют следующие недостатки.

1. Суммирование сигналов двух соседних строк понижает четкость по вертикали в 2 раза. Если суммируются сигналы, отстоящие на две строки, потеря вертикальной четкости получается еще большей.

2. Гребенчатые фильтры нормально работают только в том случае, если суммируемые или вычитаемые сигналы одинаковы по содержанию (цветовые поля или участки изображения с вертикальными линиями). При резком изменении содержания изображения по вертикали (вертикальный переход) сумматоры не компенсируют подавляемый сигнал. Это вызывает перекрестные помехи между сигналами яркости и цветности.

3. Низкочастотная часть спектра полного сигнала содержит только яркостные составляющие. Поэтому гребенчатая форма АЧХ разделительного фильтра в этой области частот не требуется.

Существует два метода устранения отмеченных недостатков. Первый (рис.5.19) состоит в том, что предварительно полный цветовой телевизионный сигнал разделяется на две части с помощью линейно-фазовых полосового фильтра ПФ и фильтра низких частот ФНЧ. На гребенчатый фильтр ГФ подается лишь высокочастотная часть спектра, где присутствует сигнал цветности. В канал яркости через ФНЧ, линию задержки ЛЗ и сумматор С проходит низкочастотная часть сигнала. Гребенчатый фильтр разделяет высокочастотную составляющую сигнала яркости и сигнал цветности. Яркостная составляющая через ЭК1 поступает на сумматор С, обеспечивая подчеркивание мелких деталей с вертикальной структурой. Сигнал цветности через ЭК2 проходит в канал цветности. Линия задержки ЛЗ компенсирует задержку сигнала гребенчатым фильтром. В состав схемы входит так называемый детектор вертикальных переходов ДВП,

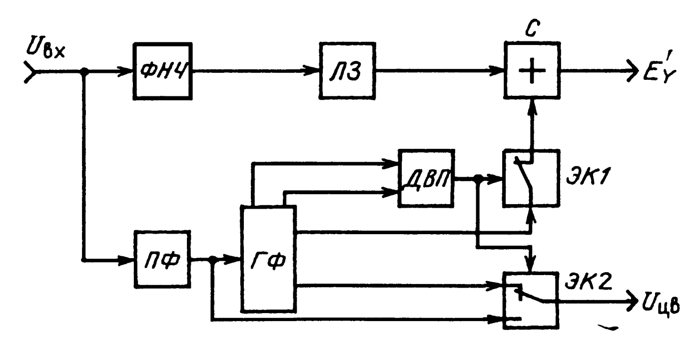


Рис.5.19. Функциональная схема включения гребенчатого фильтра

который сравнивает содержание соседних строк. На участках изображения, где имеется горизонтальная структура, содержание сигналов в соседних строках не коррелировано. При этом ДВП переключает ЭК1 и ЭК2 во второе положение. Гребенчатый фильтр отключается. В сигнале яркости остается лишь низкочастотная часть спектра, а в канал цветности сигнал проходит через ПФ.

Второй метод состоит в том, что гребенчатая фильтрация производится во всем диапазоне частот сигнала яркости. Затем из полученного сигнала цветности с помощью ФНЧ выделяется низкочастотная часть, которая с помощью сумматора возвращается в канал яркости, восстанавливая четкость по вертикали.

Разработаны конструкции гребенчатых фильтров НТСЦ с использованием УЛЗ [5.9] и приборов с зарядовой связью [5.10]. Фирма ИТТ выпустила микросхемы цифровых процессоров НТСЦ типа CVPU223 и ПАЛ/НТСЦ — ACVP2205, содержащие гребенчатые фильтры [5.11]. Гребенчатые цифровые разделительные фильтры входят также в состав микросхемы цифрового декодера VDP3108 фирмы ИТТ из новой серии микросхем DIGIT3000. Фирма «Филипс» разработала аналоговую микросхему SAA4961, содержащую вертикальный гребенчатый фильтр.

Гребенчатый фильтр для сигнала ПАЛ получается более сложным, чем фильтр НТСЦ, из-за применения в системе ПАЛ четвертьстрочного офсета. Простейший гребенчатый фильтр ПАЛ, разделяющий сигналы яркости и цветности, должен содержать две линии задержки на строку, как это показано на рис.5.20,*а*. На выходе сумматора выделяются составляющие сигнала яркости и подавляется сигнал цветности (рис.5.20,*б*). Вычитатель подавляет сигнал яркости и выделяет сигнал цветности (рис.5.20,*в*). Для разделения компонент U_u и U_v требуется блок

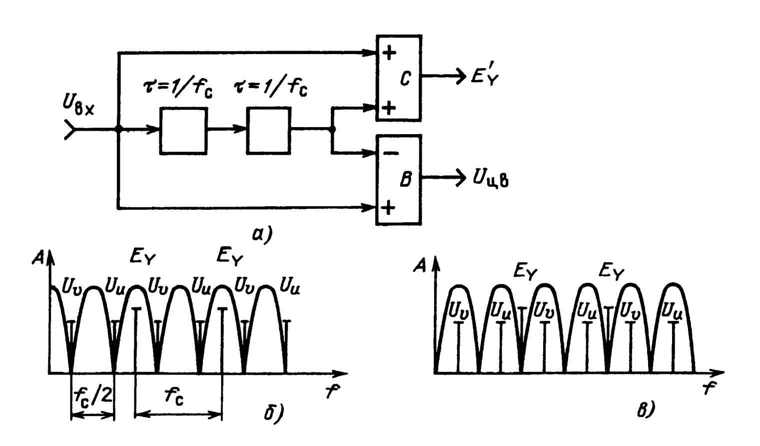


Рис.5.20. Простейший вертикальный гребенчатый фильтр ПАЛ:
а — функциональная схема; б — АЧХ для выхода сумматора; в — АЧХ для выхода вычитателя

задержки ПАЛ с третьей линией задержки. Чтобы расширить на АЧХ зоны подавления, гребенчатый фильтр ПАЛ может выполняться в соответствии с рис.5.17. При этом, в отличие от фильтра НТСЦ, номинал каждой линии задержки ЛЗ1 и ЛЗ2 составляет две строки. Отметим, что линии задержки для вертикальных разделительных фильтров должны иметь номинал, в точности равный длительности строки (64 мкс), а не 63,94325, как УЛЗ в канале цветности ПАЛ.

В вертикально-временной системе координат $f_y - f_t$ АЧХ гребенчатого фильтра ПАЛ, выделяющего сигнал цветности, имеет форму поверхности с синусоидальным сечением. Период этой синусоиды (рис.5.21,*а*) вдвое меньше, чем в фильтре НТСЦ. При совмещении АЧХ фильтра с вертикально-временным изображением спектра сигнала ПАЛ (рис.5.21,*б*) составляющие сигнала яркости подавляются и выделяются составляющие сигнала цветности. Амплитудно-частотная характеристика режекторного фильтра имеет также форму поверхности с синусоидальным сечением, но сдвинутой по сравнению с АЧХ на рис.5.21,*а* на половину периода по оси f_y. При этом подавляется сигнал цветности и выделяется сигнал яркости.

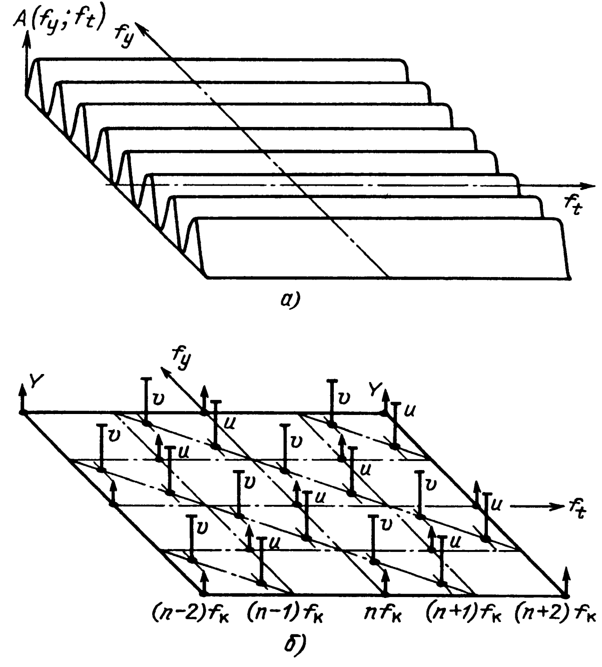
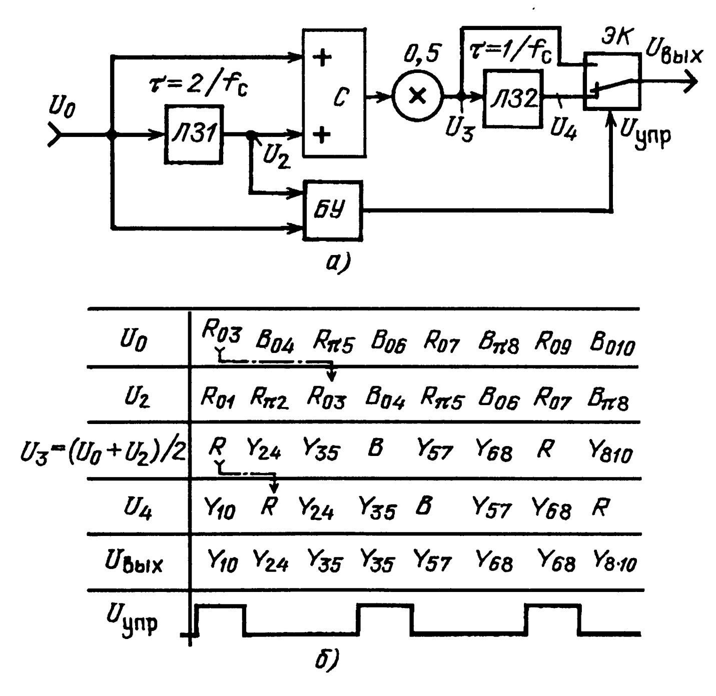


Рис.5.21. Амплитудно-частотная характеристика вертикального гребенчатого фильтра ПАЛ в двумерной пространственно-временной системе координат (*а*) и вертикально-временное представление спектра ПАЛ (*б*)

Особые трудности возникают при попытках эффективно разделить сигналы яркости и цветности в декодере СЕКАМ. Используемый в системе СЕКАМ закон коммутации фазы цветовой поднесущей не позволяет разделить составляющие яркости и цветности обычным вертикальным гребенчатым фильтром. Один из возможных путей решения этой задачи показан на рис.5.22 [5.12]. Линия задержки ЛЗ1 на два строчных интервала и сумматор С образуют вертикальный гребенчатый фильтр. На рис.5.22,*б* показаны последовательности строк полного цветового видеосигнала СЕКАМ. Буквами *B* и *R* обозначены составляющие цветности в данной строке, 0 или π — фаза цветовой поднесущей, цифра — номер строки. В тех строках, где суммируемые сигналы цветности противофазны, они подавляются и остается сигнал яркости (составляющие *Y* в сигнале U_3). При сложении синфазных сигналов цветности разделения не происходит. Чтобы исключить эти сигналы, в фильтр введена линия задержки ЛЗ2, формирующая сигнал U_4, сдвинутый относительно U_3 на одну строку.

В строках, где в сигнале U_3 сохранилась цветовая поднесущая, коммутатор ЭК переключается сигналом $U_{упр}$ и на его выходе повторяется составляющая сигнала яркости из предыдущей строки. Это допустимо, так как любой из рассмотренных



U_0	R_{03}	B_{04}	$R_{\pi 5}$	B_{06}	R_{07}	$B_{\pi 8}$	R_{09}	B_{010}
U_2	R_{01}	$R_{\pi 2}$	R_{03}	B_{04}	$R_{\pi 5}$	B_{06}	R_{07}	$B_{\pi 8}$
$U_3=(U_0+U_2)/2$	R	Y_{24}	Y_{35}	B	Y_{57}	Y_{68}	R	Y_{810}
U_4	Y_{10}	R	Y_{24}	Y_{35}	B	Y_{57}	Y_{68}	R
$U_{вых}$	Y_{10}	Y_{24}	Y_{35}	Y_{35}	Y_{57}	Y_{68}	Y_{68}	$Y_{8\cdot 10}$
$U_{упр}$								

Рис.5.22. Вертикальный гребенчатый фильтр СЕКАМ:
а — функциональная схема; б — таблица сигналов

вертикальных гребенчатых фильтров функционирует лишь на тех участках изображения, где содержание соседних строк одинаково. Для нормальной работы фильтра на рис.5.22,*а* в его состав необходимо ввести полосовой фильтр, ФНЧ и ДГП, как на рис.5.19. Для управления коммутатором ЭК служит блок управления БУ, который вырабатывает сигнал $U_{упр}$ в строках, где фаза сравниваемых сигналов цветности одинакова. Для этого можно суммировать вспышки из сигналов U_0 и U_2.

Еще раз отметим, что гребенчатый разделительный фильтр для сигнала СЕКАМ не только более сложен, чем для сигналов НТСЦ или ПАЛ, но и менее эффективен по результатам применения, поскольку в кодере СЕКАМ имеется режекторный фильтр, ослабляющий составляющие сигнала яркости вблизи частоты 4,3 МГц.

В гл.9 рассмотрены вертикально-временные разделительные фильтры с использованием устройств памяти на поле и кадр.

5.3. Устройства задержки сигнала яркости

В большинстве аналоговых телевизоров для совмещения фронтов сигналов яркости и цветности используется электромагнитная линия задержки сигнала яркости (ЛЗЯ), представляющая собой ФНЧ с распределенными параметрами. На стержень или трубку из изоляционного материала наносят слой металлизации или наклеивают ленту из медной фольги, которую заземляют. Поверх заземленной шины размещают обмотку из изолированного провода. Витки обмотки образуют распределенную индуктивность, а емкость между обмоткой и металлизацией — распределенную емкость.

Основной параметр ЛЗЯ — время задержки τ. Эта задержка должна компенсировать отставание фронтов цветоразностных сигналов от фронтов сигнала яркости. Отставание вызывается разницей Δt_1 в длительности фронтов сигналов яркости и цветности, обусловленной разными полосами пропускания каналов. Кроме того, должно быть скомпенсировано различие Δt_2 групповой задержки сигналов яркости и цветности, которое определяется параметрами радиоканала, типом селективного фильтра в УПЧИ (*LC* или фильтр ПАВ). Время задержки ЛЗЯ должно быть

$$\tau = \Delta t_1/2 + \Delta t_2. \qquad (5.29)$$

Длительность фронта цветоразностных сигналов при насыщенности 25% обычно не превышает 800 нс. В канале яркости СЕКАМ с режектором длительность фронта примерно равна 150 нс. Отсюда Δt_1 = 650 нс. Разница в групповом времени задержки Δt_2 колеблется от 20 до 100 нс. Поэтому в разных типах телевизоров время задержки ЛЗЯ получается неодинаковым и обычно составляет от 300 до 450 нс. Требуемое значение задержки находится экспериментально путем измерения всего

канала телевизора — от антенного входа до кинескопа. В соответствии с действующими нормами на параметры ЛЗЯ погрешность задержки не должна превышать ±50 нс. Нормируется также ряд других параметров ЛЗЯ (затухание сигнала, время нарастания фронта импульса и т.д.). Все эти нормы даны в прилож.14.

Существует много типов конструкций ЛЗЯ. Усилия разработчиков были направлены на уменьшение размеров линии и улучшение ее параметров. Так, для уменьшения размеров ЛЗЯ ее выполняют из двух последовательно включенных линий вдвое меньшей длины, размещенных параллельно в общем корпусе. Линии задержки такого типа серийно выпускаются отечественной промышленностью (ЛЗЯМ 0,27-900 и ЛЗЯМ 0,47-1150). В состав некоторых ЛЗЯ вводят встроенный режекторный фильтр.

При использовании в декодере микросхем TDA4560, TDA4565 (отечественный аналог К174ХА27), а также TDA4566, TDA4568 и TDA4670 внешняя линия задержки не требуется. Для задержки сигнала яркости в состав этих микросхем введена цепь гираторов, создающих задержку. Изменением постоянного напряжения на одном из выводов микросхемы или по цифровой шине, как в TDA4670, включают в канал яркости разное число гираторов. В результате задержка сигнала меняется. В микросхеме К174ХА27 задержка меняется от 630 до 1035 нс. Устройство микросхем TDA4565 и TDA4670 рассмотрено в гл.10. Гираторные линии задержки использованы в многостандартных аналоговых декодерах TDA9160, TDA9162 и TDA9141, а также в микросхемах однокристальных телевизоров TDA8362A, TDA8366 и TDA8374—TDA8377.

В декодерах с дискретизацией аналогового сигнала ЛЗЯ выполняется в виде ПЗС. (Микросхема TDA8452 фирмы «Филипс».) Такой ПЗС содержит всего несколько электродов, а тактовая частота выбирается около 17 МГц.

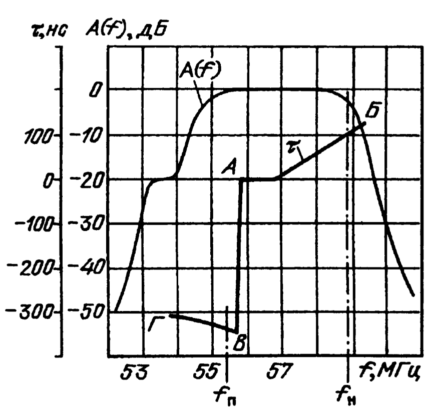


Рис.5.23. Амплитудно-частотная характеристика и характеристика группового времени задержки фильтра ПАВ, обеспечивающего компенсацию задержки сигнала цветности НТСЦ

Наконец, для полного исключения устройств задержки из канала яркости в [5.13] предложено так изменить параметры фильтра ПАВ в радиоканале, чтобы групповая задержка для сигнала яркости была больше, чем для сигнала цветности. Это возможно, поскольку фильтр ПАВ представляет собой неминимально-фазовую систему. На рис.5.23 приведены АЧХ и характеристика группового времени задержки фильтра ПАВ.

В приведенной полосе частот, где передает-

ся сигнал яркости (отрезок характеристики *АБ*), групповая задержка примерно на 400 нс больше, чем в полосе частот сигнала цветности (отрезок *ВГ*), что и обеспечивает необходимое смещение во времени сигнала яркости по отношению к сигналу цветности.

5.4. Методы оперативных регулировок

Регулировки в телевизоре можно разделить на две группы: оперативные регулировки, которыми пользуется владелец телевизора (яркость, контрастность, громкость и т.д.) и регулировки, проводимые при изготовлении и ремонте телевизора. По мере развития телевизионной техники количество оперативных регулировок сокращается. Выведены из числа оперативных регулировки частоты строк, линейности по строкам и кадрам и т.д. Вместе с тем существенно меняется и сам принцип выполнения регулировок. В телевизорах первого поколения оперативная регулировка контрастности осуществлялась с помощью потенциометра, включенного непосредственно в усилительный тракт. При этом не удавалось устранить влияние руки регулировщика на параметры канала. В телевизорах второго—четвертого поколений перешли к более совершенному методу регулировки. Это стало возможным благодаря внедрению в телевизоры интегральных микросхем. Регулятор контрастности в этих телевизорах выполнялся в виде электронного аттенюатора, управляемого постоянным напряжением. Орган управления — потенциометр контрастности при этом может быть отнесен на произвольное расстояние от аттенюатора, что полностью исключает паразитные воздействия на канал. Аналогичным образом выполняют и другие оперативные регуляторы.

Для регулировки яркости обычно используют цепь фиксации уровня черного в канале яркости. В качестве примера рассмотрим устройство фиксации, примененное в микросхеме ТСА660 (К174УК1).

Входной сигнал яркости положительной полярности от генератора тока поступает на вывод *16* микросхемы (рис.5.24). Дифференциальный усилитель *VT41—VT44* выполняет функции оперативного электронного регулятора контрастности. При изменении напряжения $E_{рк}$ на базе *VT41* по отношению к напряжению на базе *VT44* меняется доля коллекторного тока *VT42*, проходящая в транзистор *VT41*, т.е. изменяется коэффициент передачи канала. Подобные регуляторы применяются в большинстве микросхем. Иногда для стабилизации постоянной составляющей выходного сигнала регуляторы выполняют из двух параллельно соединенных дифференциальных усилителей.

С коллектора *VT41* сигнал яркости проходит через эмиттерный повторитель *VT46*, диоды *VD2, VD3*, обеспечивающие сдвиг постоянного напряжения, усилительный каскад *VT48* и эмиттерный повторитель *VT49*. Эмиттер этого каскада (точка *А*) через ключевую схему *VT50, VT51* соединен с внешним накопитель-

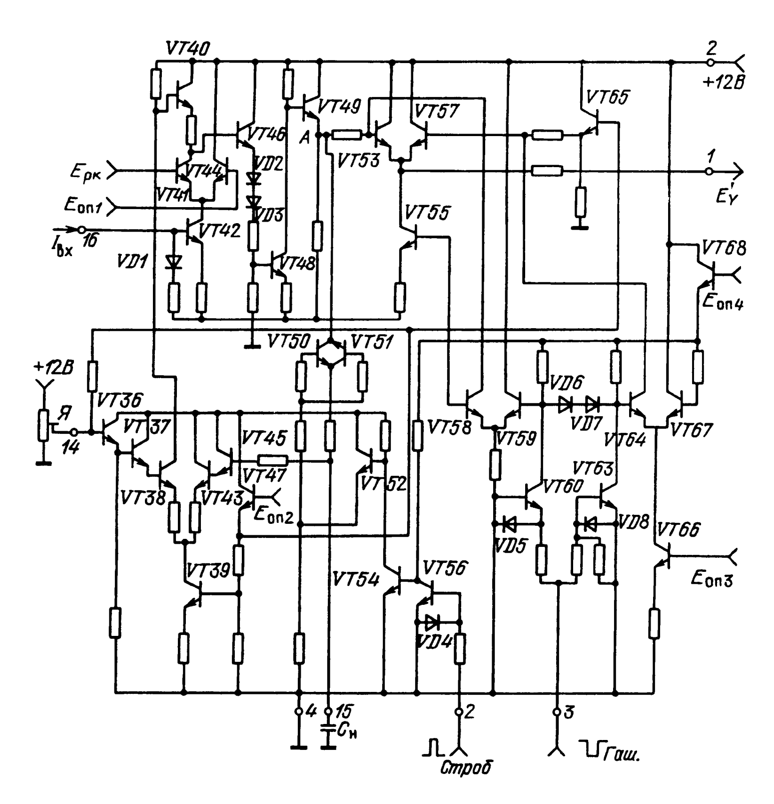


Рис.5.24. Цепи фиксации уровня черного микросхемы ТСА660

ным конденсатором $C_н$, подключенным к выводу *15* микросхемы, и с базой транзистора *VT45*, входящего в дифференциальную схему *VT36–VT47*. Напряжение на базе *VT36* задается внешним потенциометром регулятора яркости. Ключевая схема *VT50, VT51* открывается стробирующими импульсами, подаваемыми на вывод *2* микросхемы, во время прохождения в сигнале площадок фиксации. В установившемся режиме напряжение на $C_н$ равно потенциалу площадки фиксации в точке *А* и напряжению на выводе *14*, задаваемому регулятором яркости. Если движок регулятора сместить так, что напряжение на выводе *14* уменьшится, снизится ток через транзистор *VT38* и увеличится напряжение на эмиттере *VT40*. В результате уровень площадки фиксации в сигнале, поступающем на ключи *VT50, VT51*, понизится. После завершения процесса перезарядки $C_н$ потенциал площадок фиксации станет равен новому значению напряжения на выводе *14*. Таким образом, цепь фиксации поддерживает уровень черного в сигнале равным напряжению, задаваемому регулятором яркости.

Участок схемы на транзисторах *VT56–VT67* выполняет одну из двух функций. При подаче на вывод *3* отрицательных им-

пульсов с амплитудой –(1,5...10) В обеспечивается гашение сигнала в пределах длительности этих импульсов. Отрицательные импульсы через *VT60* проходят на базу *VT59* и открывают транзистор *VT58*. Коллектор *VT58* закорачивает на корпус через резистор в эмиттере базу *VT53*. Поэтому на выходе микросхемы (вывод *1*) напряжение в интервалы гашения понижается до значений, меньших уровня черного.

Если на вывод *3* подавать положительные импульсы (2...12 В), открывается *VT63*, закрывается *VT64* и на базе *VT57* устанавливается положительное напряжение $E_{оп2}$, проходящее через *VT47* и *VT65*. Транзистор *VT57* открывается, а *VT53* — закрывается. В сигнал вводится искусственный уровень черного в виде площадок 4,2 В. Они неподвижны, и при регулировке яркости сигнал смещается относительно введенных площадок, образуя импульсы, амплитуда которых несет информацию о положении регулятора яркости. Сигнал с такими площадками можно передавать через цепи с потерей постоянной составляющей. Вторые цепи фиксации в выходных видеоусилителях включаются во время прохождения введенных в сигнал площадок фиксации. При этом постоянные составляющие в сигналах восстанавливаются без искажений.

В рассмотренной микросхеме для фиксации уровня черного и для введения в сигнал площадок, несущих информацию о яркости, используются два различных импульса — стробирующий, соответствующий по времени задней площадке (после синхроимпульса) интервала гашения по строкам, и импульс обратного хода строчной развертки. В микросхемах канала яркости более поздних разработок, таких как К174ХА17, используется единый комбинированный стробирующий импульс, который в зарубежной литературе называется sand castle («замок из песка») — сокращенно SC.

На рис.5.25,*а,б* показаны форма этого импульса и его положение во времени по отношению к видеосигналу. Нижняя часть импульса используется для гашения по строкам, а верхняя — для фиксации уровня черного и выделения вспышки цветовой

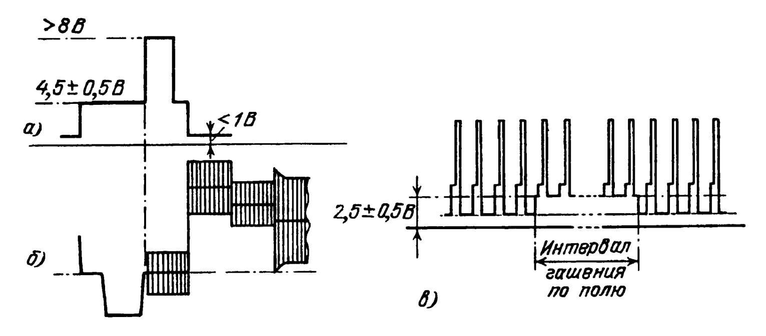


Рис.5.25. Комбинированные стробирующие импульсы:
а — двухуровневый стробирующий импульс (SC); б — видеосигнал; в — трехуровневые стробирующие импульсы SSC

поднесущей. Импульс такого вида генерируется микросхемой строчной развертки TDA2591 (отечественный функциональный аналог К174ХА11). Чтобы кроме гашения по строкам обеспечить еще и гашение по полям, используются трехуровневые стробирующие импульсы (super sand sactle — *SSC*), параметры которых приведены на рис.5.25,*в*. В состав микросхемы канала яркости вводят специальный селектор, который выделяет из *SSC* входящие в его состав импульсы и направляет их в те участки схемы, где они нужны. При этом уменьшается число выводов микросхемы. Импульсы *SSC* вырабатываются микросхемами TDA2578 (КР1021ХА2), TDA2579 и др. Однако они могут быть сформированы из *SC* и кадровых импульсов простой цепью (рис.5.26), содержащей два диода.

В последние годы появились аналоговые микросхемы с уменьшенным напряжением питания до 8 В (TDA4680, TDA4685) и даже до 5 В (TDA4661). Поэтому принят второй формат сигнала *SSC* — это так называемый двухуровневый *SSC*. Максимальный размах сигнала составляет 5 В, а уровни строчных и кадровых гасящих импульсов — 2,5 В.

В микросхемах видеопроцессоров старых выпусков, таких как TCA660, К174ХА17, TDA3505, электронные регуляторы яркости, контрастности и насыщенности управлялись напряжениями, снимаемыми с движков потенциометров, установленных на передней панели телевизора. В современных телевизорах все регулировки, как оперативные, так и заводские, осуществляются через дистанционный пульт управления электронным блоком управления с микропроцессором. Связь блока управления с микросхемами в разных узлах телевизора достигается с помощью специальной цифровой шины.

Существует множество модификаций цифровых шин, но наибольшее распространение получила разработанная фирмой «Филипс» двухпроводная шина I^2C. Это название происходит от слов Inter-IC, т.е. «между микросхемами» [5.14]. Коротко рассмотрим особенности шины.

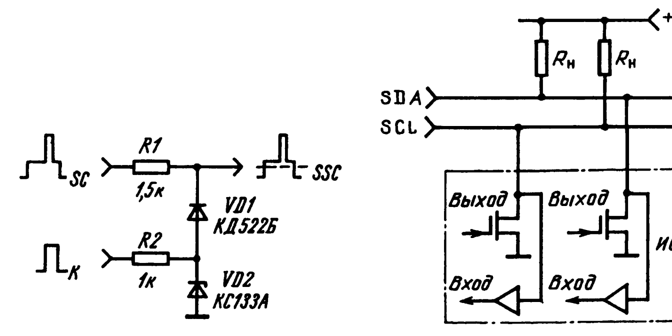


Рис.5.26. Схема для формирования импульсов SSC

Рис.5.27. Соединение микросхемы с шиной I^2C

Шина имеет два провода — один, передающий данные, называется SDA (Serial data), второй, передающий тактовый сигнал, называется SCL (Serial clock line). Шина свободна, когда на обоих проводах установилось напряжение, соответствующее логической единице. Для этого провода шины соединены резисторами $R_н$ с источником питания (рис.5.27). Шина соединяет микропроцессор в блоке управления со всеми микросхемами, в которых производятся регулировки. Любая из микросхем, охваченных шиной, может быть как передающей, так и приемной стороной. Более того, в телевизоре могут использоваться микросхемы, выполненные по разным технологиям (биполярные, КМОП, БИКМОП и т.д.). Одна из целей, которая достигается при использовании шины, — сокращение числа выводов в микросхеме, через которые осуществляется регулировка. Сколько бы функций не осуществлялось в микросхеме по шине, все они обеспечиваются с использованием всего двух выводов. Для этого внутри микросхемы имеется шинный интерфейс, содержащий входные и выходные цепи (рис.5.27), соединенные с проводами шины логическими схемами И, а также цифроаналоговые преобразователи, на выходах которых получаются изменяемые уровни напряжений, обеспечивающих управление электронными регулировками в микросхеме. Каждая микросхема может работать как передатчик и как приемник. Устройство, передающее сообщение, — передатчик, принимающее сообщение, — приемник. Кроме того, устройства подразделяются на ведущих и ведомых (master и slave). Ведомое устройство может работать как передатчик (сообщать ответ). Чтобы не было искажений, из нескольких ведущих устройств выбирается одно благодаря операции арбитража. За один такт сигнала *SCL* передается один бит информации. Логическая единица соответствует низкому уровню на шине *SDA*. Информация с шины *SDA* считывается, когда на шине *SCL* логическая единица (интервалы Δt_1 на рис.5.28). Информация о начале передачи — это переход на шине *SDA* из единицы в нуль, когда на шине *SCL* логическая единица. Окончание передачи — переход в шине *SDA* из нуля в единицу, когда на шине *SCL* логическая единица.

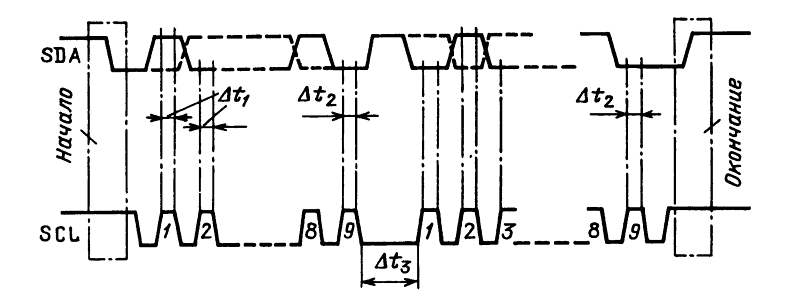


Рис.5.28. Эпюры сигналов в проводах шины I^2C



Рис.5.29. Формат сигнала I^2C

Передатчик генерирует последовательные биты информации. В байте 9 бит. Каждый девятый бит — это подтверждение приема информации от передатчика. Подтверждением служит низкий уровень на шине *SDA*, создаваемый приемником (интервалы Δt_2 на рис.5.28). Чтобы принять это сообщение, передатчик устанавливает во время каждого девятого бита логическую единицу на шине *SDA*.

Если начинают работать сразу два ведущих, то в сети остается то из них, которое передает низкий уровень. Это и есть арбитраж. Для его осуществления ведущие устройства сравнивают уровень на шине *SDA* и свой выходной уровень. После окончания передачи арбитраж выигрывает следующий ведущий.

В каждом 9-битном последовательном байте первый бит — старший, девятый — подтверждение от приемника, а восьмой бит, который обычно обозначают *R/W*, указывает, передача или прием будет в следующем байте (рис.5.29). Нуль в восьмом бите означает, что в следующем байте ведущий будет передавать информацию в выбранное ведомое устройство. Единица означает, что в следующем байте ведущее устройство будет принимать ответ от ведомого. Первый байт после старта — адрес приемника. Затем передаются субадреса (например, «Регулятор контрастности») и наконец передается собственно информация, например значение коэффициента передачи аттенюатора. В микросхемах-приемниках принятая информация дешифруется, переводится в аналоговую форму с помощью нескольких ЦАП, по числу задействованных функций, и поступает на соответствующие цепи микросхемы, например на оперативные регуляторы яркости, контрастности, насыщенности, переключатели внешних сигналов и т.д.

Шина может управлять как цифровыми, так и аналоговыми микросхемами, содержащими шинный интерфейс. К шине I^2C могут подключаться и обычные микросхемы, не имеющие интерфейса. Тогда используется интерфейс в виде отдельной микросхемы (например, TDA8444), выходные напряжения от которой разводятся по входящим в модуль микросхемам. Кроме сообщений об уровнях регулировок по шине передаются и более простые сообщения типа 0/1, которые управляют электронными коммутаторами.

5.5. Цепи ограничения токов лучей кинескопа

В технических условиях на масочный кинескоп типа «дельта» максимальное значение среднего тока трех лучей установлено равным 1 мА [5.15]. Максимальный средний ток в кинескопах с

самосведением и планарным расположением электронных прожекторов не должен превышать 1,3 мА. Если средний ток лучей I_c превышает эти значения, маска разогревается и деформируется, что нарушает чистоту цвета изображения. В цветном телевизоре предусмотрены цепи, предотвращающие возможность превышения допустимого среднего тока лучей. Эти цепи не реагируют на мгновенные значения токов лучей кинескопа. Поэтому на участках изображения с повышенной яркостью пиковый ток лучей кинескопа может во много раз превышать предельные значения среднего тока. В технических условиях на кинескоп значение пикового тока не лимитируется, а повышенная яркость деталей улучшает качество изображения, делая его более контрастным. Однако чрезмерный рост пиковых значений тока приводит к нарушению фокусировки на ярких деталях. Поэтому в телевизорах последних выпусков кроме цепей ограничения среднего тока лучей иногда вводят и цепи ограничения пикового тока. В разных типах телевизоров предельное значение пикового тока составляет от 1 до 3 мА на прожектор. Публикаций, касающихся обоснования норм на этот параметр, пока нет.

Кратко рассмотрим особенности схемных решений цепей ограничения тока лучей кинескопа.

Ограничение среднего тока лучей. Устройство ограничения тока состоит из цепи измерения тока и исполнительной цепи.

Чтобы измерить ток лучей, отрицательный электрод высоковольтного источника напряжения подключают к шасси не непосредственно, а через измерительный резистор. Отрицательное напряжение, выделяющееся на резисторе, пропорционально суммарному току трех лучей кинескопа. Чтобы измерить среднее значение токов, в устройство включают ФНЧ. Регулировать токи лучей можно, меняя уровень черного или размах сигнала E'_Y. Если, воздействуя на электронный регулятор яркости, сместить уровень черного в область «чернее черного», то токи лучей уменьшатся, но изображение исказится, так как на его темных участках будет потеряна часть информации. Поэтому регулятор яркости телевизора всегда должен устанавливаться в одно положение, при котором черные участки изображения соответствуют на характеристиках кинескопа точкам закрывания электронных прожекторов, а для регулировки токов лучей воздействуют на электронный регулятор контрастности. Меняя управляющее напряжение, подаваемое на этот регулятор, цепь ограничения уменьшает размах сигнала E'_Y, а значит, и средний ток лучей. Уровень черного в сигналах при этом сохраняется и соответствует точкам закрывания лучей кинескопа.

Общая функциональная схема цепи ограничения среднего тока лучей кинескопа дана на рис.5.30. В схему входит весь канал яркости с электронными регуляторами контрастности РК, яркости РЯ, матрица М сигналов *RGB*, выходные видеоусилители и кинескоп. Минус высоковольтного источника 25 кВ подключен через измерительный резистор $R_{и1}$ не к шасси, а к положительному электроду источника 12 В. Поэтому напряжение в

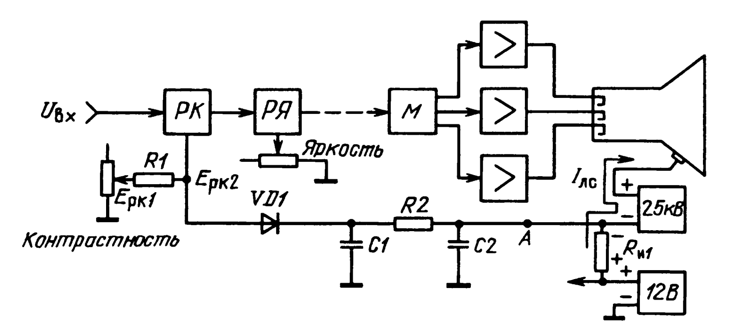


Рис.5.30. Схема цепей ограничения среднего тока лучей кинескопа

точке A (U_A), используемое для управления цепью, остается положительным и уменьшается с ростом средних токов лучей:

$$U_A = 12\text{В} - I_с R_{и1}.$$

Когда это напряжение станет меньше напряжения $E_{рк2}$ на входе управления электронным регулятором контрастности, откроется диод *VD1* и через цепь *R1, VD1, R2* пойдет ток, снижающий $E_{рк2}$, а значит, уменьшающий размах сигналов на катодах кинескопа. Конденсаторы *C1* и *C2* вместе с *R2* образуют ФНЧ, усредняющий напряжение в точке *A*. Срабатывание цепи ограничения наступит, когда

$$E_{рк1} - 12\text{В} - E_д + I_с R_{и1} = 0, \qquad (5.30)$$

где $E_{рк1}$ — напряжение на движке регулятора контрастности; $E_д$ — напряжение перегиба ВАХ диода *VD1*.

Для заданного предельного значения среднего тока лучей $I'_с$ значение измерительного резистора определяется из следующего соотношения:

$$R_{и1} = (12\text{В} + E_д - E_{рк1})/I'_с.$$

Например, при $I'_с = 1$ мА, $E_д = 1$ В, $E_{рк1} = 3$ В,

$R_{и1} = (12 + 1 - 3)/10^{-3} = 10$ кОм.

После срабатывания цепи ограничения в результате падения напряжения на *R1* управляющее напряжение $E_{рк2}$ на входе электронного регулятора контрастности снижается, размах сигнала яркости на катодах кинескопа уменьшается. Поэтому при увеличении входного сигнала E'_Y после достижения порога ограничения дальнейший рост токов лучей резко замедляется. Изменение токов лучей в области ограничения оказывается тем меньше, чем больше отношение $R1/(R2 + R_{и1})$. Чем выше входное сопротивление электронного регулятора контрастности по входу управления, тем большим может быть значение *R1*. На-

пример, в микросхемах TDA3500/3501 входное сопротивление регулятора контрастности составляет примерно 1 МОм, что позволяет увеличить номинал *R1* до 50...100 кОм.

При регулировке контрастности меняется напряжение $E_{рк1}$. Для каждого $E_{рк1}$ получается свое значение порогового тока лучей:

$$I'_{с} = \left(12В + E_{д} - E_{рк1}\right)/R_{и1}. \qquad (5.31)$$

Если $R_{и}$ = 10 кОм, $E_{д}$ = 1 В, а $E_{рк1}$ регулируется от 2 до 4 В, пороговый ток лучей кинескопа меняется от 1,1 до 0,9 мА.

Ограничение пиковых токов лучей кинескопа. Для получения напряжения, управляющего ограничением пикового тока $I_{п}$, между аквадагом кинескопа и шасси включают измерительный резистор $R_{и2}$ (рис.5.31,*а*). Аквадаг образует с внутренним графитовым покрытием колбы кинескопа конденсатор $C_{а}$. Кроме того, в цепи имеется конденсатор фильтра высоковольтного источника $C_{ф}$. Оба конденсатора заряжаются от источника 25 кВ, а разряжаются током кинескопа $I_{п}$. Ток $I_{па}$ через $R_{и2}$ составляет только часть общего пикового тока:

$$I_{па} = I_{п}\, C_{а}/\left(C_{а} + C_{ф}\right).$$

Поэтому

$$U_{п} = I_{па}\, R_{и2} = I_{п}\, R_{и2}\, C_{а}/\left(C_{а} + C_{ф}\right). \qquad (5.32)$$

Во время обратного хода строчной развертки на $R_{и2}$ выделяются импульсы напряжения положительной полярности, а во время прямого хода развертки — напряжение, повторяющее форму сигнала яркости. Участкам изображения с повышенной яркостью соответствуют отрицательные импульсы в сигнале ($u_{п}$ на рис.5.31,*б*). Сигнал $u_{п}$ через разделительный конденсатор

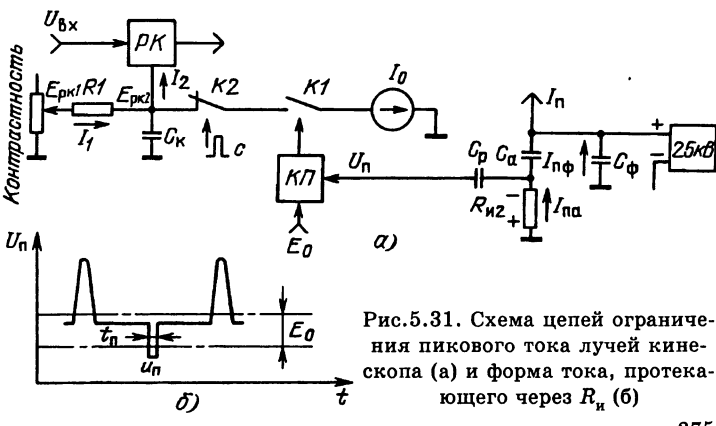


Рис.5.31. Схема цепей ограничения пикового тока лучей кинескопа (а) и форма тока, протекающего через $R_{и}$ (б)

$C_р$ поступает на вход компаратора КП. Когда отрицательные импульсы $U_п$ превысят пороговое напряжение E_0, дискриминатор замкнет ключ К1, который подсоединяет ко входу управления регулятора контрастности РК источник тока I_0. Конденсатор $C_к$ разряжается, напряжение $E_{рк2}$ на регуляторе уменьшается, а значит, уменьшается и размах сигнала. В интервалы времени между яркими участками изображения конденсатор $C_к$ заряжается током I_1 от потенциометра контрастности. В установившемся режиме $I_1 t_1 = I_2 t_1 + I_0 t_п$. Здесь I_2 — ток, потребляемый входом управления регулятора контрастности; $t_п$ — время прохождения ярких участков изображения; t_1 — интервал поля. В устройстве предусмотрен дополнительный ключ К2, который размыкает источник тока I_0 во время обратного хода по строкам, что исключает влияние импульсных помех от строчной развертки и блока питания.

На рис.5.32 дан пример практического выполнения исполнительной части цепей ограничения среднего и пикового токов лучей кинескопа. Для ограничения среднего тока лучей служит диод *VD1*, подключенный ко входу управления регулятора контрастности РК, и измерительный резистор *R4*. Компаратором и генератором тока I_0 является транзистор *VT1*. С помощью цепи *R3 VD2* на его базе установлено напряжение около 1 В. Делитель напряжения, образованный резисторами *R8, R7* и *R10*, поддерживает *VT1* в закрытом состоянии. При увеличении пикового тока лучей положительное напряжение на резисторе *R10*, служащем измерительным резистором $R_{и2}$, уменьшается. Когда пиковый ток достигает порогового значения (это значение устанавливается подстроечным резистором *R8*), транзистор *VT1* открывается и напряжение $E_{к2}$ на входе управления контраст-

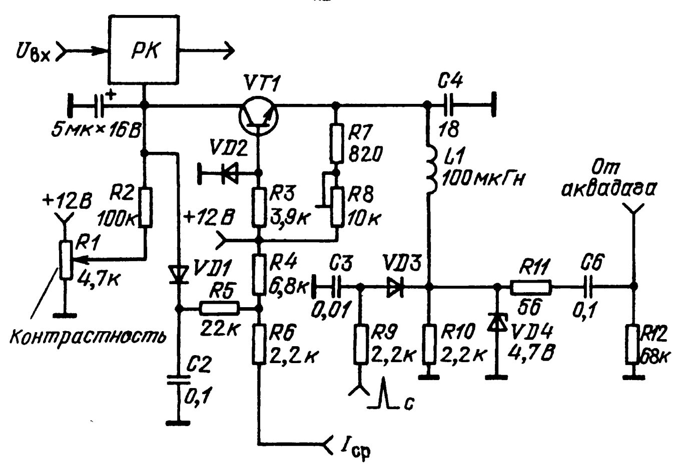


Рис.5.32. Схема цепей ограничения среднего и пикового токов лучей кинескопа

ностью падает, снижая размах сигнала, поступающего на кинескоп.

Рассмотренное устройство может применяться в каналах яркости на микросхемах TCA660, TDA3500, TDA3562A, КР1021ХА4. Если же используются микросхемы TDA3501 или К174ХА17, то внешний транзистор для порогового детектора не требуется, так как в составе этих микросхем предусмотрен внутренний пороговый детектор.

5.6. Настройка и измерение параметров канала яркости

От правильности настройки канала яркости во многом зависит качество цветного изображения, создаваемого телевизором. Перед настройкой выключают канал цветности, режекторный фильтр поднесущей и цепь ограничения среднего тока лучей кинескопа. После включения канала яркости проверяют правильность режимов по постоянному току в контрольных точках, наличие импульсов для управления цепями фиксации уровня черного и для гашения. Затем контролируют прохождение сигнала яркости со входа канала до катодов кинескопа и работу регуляторов контрастности и яркости.

С помощью измерителя частотных характеристик проверяют согласование ЛЗЯ. При точном согласовании, когда ЛЗЯ на входе и выходе нагружена на активные сопротивления, равные ее волновому сопротивлению, АЧХ канала получается плоской, без заметных колебаний. Если велика емкость нагрузки на выходе линии, в области верхних частот АЧХ появляется неравномерность синусоидальной формы, вызванная интерференцией прямого и отраженного сигналов. На переходной характеристике отражения в ЛЗЯ создают ступеньку в верхней части фронта импульса. Чтобы компенсировать действие емкости нагрузки, на выходе ЛЗЯ включают дроссель так, что он образует с емкостью нагрузки ФНЧ. Индуктивность дросселя выбирают такой, чтобы частота среза фильтра составляла примерно 6 МГц. Подав на вход канала сигнал испытательной строки, проверяют с помощью осциллографа, подключенного к выходу одного из видеоусилителей, форму переходной характеристики. Длительность фронта не должна превышать 130 нс при выбросах 5...8 %. Если переходный процесс затянут, подстраивают корректирующие цепи в канале. В телевизоре УПИМЦТ-61 для этого служит резистор, включенный последовательно со входом канала яркости и зашунтированный конденсатором. Меняя в небольших пределах емкость этого конденсатора, можно корректировать ход АЧХ в области верхних частот. В телевизоре ЗУСЦТ (см. рис.10.14) коррекция обеспечивается цепью *C17, R47, R48*, включенной между микросхемами К174УК1 и К174АФ5.

Амплитудно-частотные характеристики на верхних частотах полосы пропускания должны быть одинаковыми для сигналов

E'_R, E'_G и E'_B. Если из-за несимметрии матрицы или разных монтажных емкостей в видеоусилителях АЧХ каналов получаются неидентичными, появляется окраска мелких деталей черно-белого изображения, например клиньев испытательной таблицы, служащих для проверки четкости. Цвет окраски соответствует тому каналу, где есть подъем АЧХ. Для устранения окраски уменьшают коэффициент передачи соответствующего видеоусилителя на верхних частотах. Например, если видеоусилители выполнены по схеме на рис.7.14, уменьшают емкость конденсатора *С3*.

При подсоединении осциллографа к выходу видеоусилителя необходимо отключить кинескоп и использовать измерительную головку, емкость которой должна быть близка к емкости кинескопа.

После регулирования АЧХ канала в области верхних частот включают режекторный фильтр и настраивают его. Подавление сигнала на частотах режекции обычно составляет 12...15 дБ. С по-мощью сигнала испытательной строки проверяют форму переходной характеристики канала с режекцией. Длительность фронта не должна превышать 160 нс, а выбросы могут быть до 10%. На экране телевизора после изображения синусквадратичного сигнала не должно быть сильных повторов, вызванных выбросами.

Затем проверяют переходную характеристику канала в области нижних частот. Это можно сделать, наблюдая с помощью осциллографа форму прямоугольного импульса частоты строк, или визуально по изображению испытательной таблицы. На таблице низкочастотные искажения проявляются в виде тянущихся продолжений после участков черного и белого цвета. На осциллограмме эти искажения выглядят как перекос плоской части прямоугольных импульсов частоты строк. Тянущиеся продолжения возникают из-за неправильного выбора номиналов переходных и развязывающих конденсаторов в канале яркости. Если они имеют вид дифференцирования (белые тянущиеся продолжения после черных деталей), емкости конденсаторов следует увеличить. И наоборот, если после черных деталей наблюдаются темные продолжения, емкости конденсаторов надо уменьшить.

Цепи фиксации уровня черного проверяют с помощью осциллографа, имеющего усилитель постоянного тока в канале усиления по вертикали. Осциллограф подключают к выходу одного из видеоусилителей и синхронизируют так, чтобы на экране был виден участок гашения по строке. При перемещении движка регулятора яркости площадка фиксации в сигнале должна оставаться неподвижной, а весь сигнал вместе с деталями, соответствующими черному, сдвигается относительно площадки. При регулировке контрастности должен меняться только размах сигнала, а уровень черного остается неподвижным.Частая причина нарушения работы цепи фиксации — неправильный выбор длительности или положения во времени стробирующих

импульсов. Если стробирующие импульсы сдвинуты относительно площадок фиксации и заходят на активные интервалы строк, цепь фиксации перестает работать. Искажения такого характера не возникнут, если ширину площадки фиксации сделать большей, чем ширина стробирующих импульсов. Например, в канале на рис.10.16 стробирующие импульсы, поступающие на вывод *2* микросхемы К174УК1, не должны заходить за границы строчных гасящих импульсов, подаваемых на вывод *3*.

После настройки канала регулируется баланс белого. Предварительно необходимо обеспечить чистоту цветов растра при раздельном включении прожекторов кинескопа. Методика регулировки баланса белого определяется типом примененного в телевизоре кинескопа. Если кинескоп типа «дельта», регулятор яркости ставят в среднее положение, а затем подстроечными регулировками уровней черного площадки фиксации в выходных сигналах *RGB* устанавливают на одном уровне, например 150 В. После этого, меняя в допустимых пределах ускоряющие напряжения трех прожекторов, добиваются, чтобы черные участки изображения соответствовали точкам закрывания характеристик всех трех прожекторов. Критерием при такой регулировке является отсутствие окраски темных участков испытательной таблицы. Чтобы легче было контролировать цвет свечения экрана кинескопа при малых токах лучей, можно выключить кадровую развертку в телевизоре и уменьшить яркость так, чтобы оставшаяся на экране светящаяся строка не расфокусировалась. Меняя ускоряющие напряжения, добиваются получения белого цвета свечения этой строки. Затем включают кадровую развертку и, вращая подстроечные регуляторы размахов сигналов (*R55, R60* на рис.10.16; *R25, R26* на рис.10.17), добиваются белого цвета свечения экрана кинескопа на светлых участках изображения.

При использовании кинескопа с самосведением раздельная регулировка ускоряющих напряжений невозможна. Поэтому баланс в области черного производится взаимным перемещением сигналов подстроечными регуляторами уровня черного. Баланс в области белого поддерживается по-прежнему регуляторами размахов.

В телевизорах, где применяют микросхемы с цепями автоматического баланса темновых токов (например, TDA3505), регулируют только размахи сигналов. При достижении баланса белого обеспечивается правильное воспроизведение всех градаций сигнала — от белого до черного. Видеоусилители в канале с микросхемой TDA3562A (КР1021ХА4) закрываются, если их отключить от кинескопа, поскольку разрывается обратная связь по токам лучей. Чтобы канал такого типа можно было настраивать без кинескопа, необходим эквивалент кинескопа в виде внешнего высокоомного делителя напряжения, который подключается к источнику, питающему выходные каскады видеоусилителей. Напряжение на средней точке делителя должно быть равно номинальному уровню черного в выходных сигналах. Делитель соединяют с выходами всех трех видеоусилителей через резисторы сопротивлением 200...300 кОм.

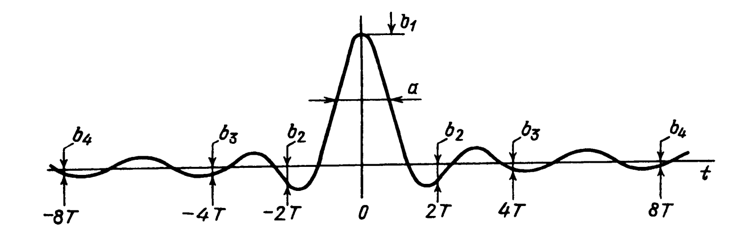


Рис.5.33. К измерению частных K-факторов в канале яркости

Заключительной операцией при настройке канала яркости является установка порога срабатывания цепи ограничения среднего тока лучей кинескопа. Соблюдая требования техники безопасности, в цепь высоковольтного источника, питающего кинескоп, включают миллиамперметр для измерения токов лучей. Вращая ручку регулятора контрастности, устанавливают ток трех лучей равным максимально допустимому значению, например 1 мА. Включают цепь ограничения токов лучей. Имеющимся в цепи ограничения подстроечным резистором устанавливают цепь ограничения на порог срабатывания. При правильной работе цепи ограничения регулятор контрастности перестает функционировать после того, как ток лучей достигает значения 1 мА.

На этом настройка канала заканчивается.

Рассмотрим теперь методику измерений основных параметров канала яркости.

Импульсная характеристика в области верхних частот. K-фактор канала измеряют по методике, рекомендованной МЭК [5.16]. На вход канала яркости подается сигнал испытательной строки. Длительность синусквадратичного импульса устанавливается равной $2T$. Размах сигнала регулируется так, чтобы амплитуда прямоугольного импульса частоты строк на выходах видеоусилителей была равна номинальному размаху сигнала. Измеряются: отношение (в процентах) размаха синусквадратичного импульса к размаху импульса частоты строк (b_1, %); ширина a синусквадратичного импульса на уровне 0,5 его амплитуды; ординаты переходного процесса на расстояниях от центра импульса $\pm 2T$ (b_2), $\pm 4T$ (b_3) и $\pm 8T$ (b_4). Следует подчеркнуть, что измеряются не максимальные размахи переходного процесса, а именно ординаты в указанных точках оси времени (рис.5.33). Затем рассчитывают частные K-факторы по следующим формулам:

$$K1 = \left|(100 - b_1)/4\,b_1\right|; \qquad (5.33)$$

$$K2 = \left|(a - 2T)/10T\right|; \qquad (5.34)$$

$$K3 = (b_2\,2T)/4; \qquad (5.35)$$

$$K4 = (b_3\, 4T)/2\,; \qquad (5.36)$$

$$K5 = b_4\, 8T\,. \qquad (5.37)$$

В качестве *К*-фактора канала принимается частный *К*-фактор с максимальным значением.

Импульсная характеристика канала в области низких частот. Измеряется отклонение плоской части импульса частоты строк от уровня, соответствующего середине импульса. При измерениях не учитываются участки шириной 0,6 мкс, примыкающие к фронту и срезу импульса. Аналогичным методом измеряют неравномерность плоской части импульсов частоты полей, которая характеризует качество работы цепей фиксации уровня черного.

Нелинейные искажения. На вход канала подается сигнал ступенчатой формы без цветовой поднесущей. Уровень черного совмещается с точкой закрывания кинескопа. Размах выходных сигналов устанавливается равным номинальному значению. Измеряется амплитуда каждой ступени в выходном сигнале. Максимальное отклонение амплитуды ступеней от номинального значения относят к размаху всего сигнала и выражают в процентах. Если в качестве измерительного сигнала используется сигнал СЕКАМ с модуляцией цветными полосами и выключенной поднесущей, то надо помнить, что ступени сигнала яркости при этом получаются неодинаковыми. Чтобы исключить ошибку, целесообразно предварительно измерить соотношение амплитуд ступеней во входном сигнале.

Расхождение во времени сигналов яркости и цветности. В генераторе сигнала СЕКАМ (например, TRO887) включается модуляция сигналом сетчатого поля, который обычно используется для настройки блока сведения. В генераторе включают высокочастотный модулятор, и сигнал подают на антенный вход телевизора, чтобы при измерении учесть влияние радиоканала. Телевизор настраивают так, чтобы на экране появилось четкое изображение сетки. Канал цветности выключают. Затем видеоусилители отсоединяют от кинескопа и сигнал с выхода одного из них, например E'_R, подают на вход осциллографа. Вертикальным линиям сетки на экране осциллографа соответствуют отрицательные импульсы, напоминающие синусквадратичные. Развертка осциллографа синхронизируется стробирующими строчными импульсами от декодера так, чтобы на экране был виден один из импульсов сетчатого поля с горизонтальным масштабом примерно 100 нс/см. Отмечают положение во времени максимума этого импульса.

От входа кодирующего устройства в генераторе отключают сигнал E'_R. В телевизоре размыкают цепь канала яркости (например, отключают ЛЗЯ) и включают канал цветности. На экране осциллографа появляется изображение синусквадратичного импульса положительной полярности, обусловленного прохож-

дением сигнала по каналу цветности. Отмечают положение его максимума и сдвиг по отношению к ранее измеренному импульсу из канала яркости. Этот сдвиг и дает значение расхождения во времени сигналов яркости и цветности. Измерение повторяют для остальных двух каналов (E'_G и E'_B). Рассмотренный метод измерения основан на том, что при выключении одного из модулирующих сигналов основных цветов в кодере на выходе матрицы *RGB* приемника этот сигнал также должен отсутствовать. Однако сигналы яркости во всех трех каналах одинаковы. Поэтому в измеряемом канале возникает сигнал цветности, компенсирующий яркостную составляющую. При неправильном номинале задержки ЛЗЯ эти противофазные сигналы не точно совпадают во времени.

Глава 6
Устройства матрицирования

6.1. Расчет матричных цепей

На выходах канала цветности выделяются цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}, на выходе канала яркости — сигнал E'_Y. Для модуляции кинескопа в большинстве случаев требуются сигналы основных цветов: E'_R, E'_G, E'_B. Матричная схема преобразует цветоразностные сигналы и сигнал яркости в три сигнала основных цветов.

Если координаты люминофоров кинескопа совпадают с координатами основных цветов системы ЦТ, то матрицу в приемнике рассчитывают на основании уравнения (1.2).

Для систем СЕКАМ (стандарты *B, G, D, K, L*) и ПАЛ (стандарты *B, G, H, I*) принято белое *D* (x = 0,313, y = 0,329), γ = 2,8, а координаты основных цветов близки к координатам цветов люминофоров кинескопа.

При таких условиях расчет матричной схемы по уравнению (1.2) приводит к незначительным цветовым искажениям.

В системе НТСЦ и в Бразильской системе ПАЛ (стандарты *M*) принято белое *C* (x = 0,310; y = 0,316), γ = 2,2, а отличия координат основных цветов от координат люминофоров получаются существенно бо́льшими, чем для систем СЕКАМ и ПАЛ (см. § 1.2). До недавнего времени этими различиями пренебрегали и использовали в многостандартных декодерах для всех режимов работы одинаковую матричную схему, рассчитанную на координаты основных цветов, принятые для систем СЕКАМ и ПАЛ.

В результате в режиме НТСЦ возникали заметные цветовые искажения. В последних моделях микросхем видеопроцессоров, например TDA4580 и TDA4680, предусмотрено переключение матричных схем, учитывающее различие между системами цветного телевидения.

Рассмотрим расчет матричной схемы RGB для систем СЕКАМ и ПАЛ.

Если в уравнении (1.2) принять $E'_G = E'_B = 0$, то

$$E'_Y = 0{,}299E'_R. \qquad (6.1)$$

При $E'_R = 1$ амплитуда сигнала E'_{R-Y} составит

$$E'_{R-Y} = E'_R - E'_Y = 0{,}701. \qquad (6.2)$$

Проведя аналогичные преобразования, найдем

$$E'_{G-Y} = 0{,}413; \qquad (6.3)$$

$$E'_{B-Y} = 0{,}886. \qquad (6.4)$$

Отсюда

$$E'_{B-Y}/E'_{R-Y} = 0{,}886/0{,}701 = 1{,}264. \qquad (6.5)$$

Так как цветоразностные сигналы биполярны, их размахи равны удвоенным значениям амплитуд, найденных по формулам (6.2) — (6.4). Если три цветоразностных сигнала с такими размахами сложить в трех сумматорах с сигналом яркости единичной амплитуды, то получим три сигнала основных цветов с единичной амплитудой.

Но на выходах канала цветности имеется только два цветоразностных сигнала: E'_{B-Y} и E'_{R-Y}. Кроме того, их соотношение отличается от требуемого и определяется соотношением модулирующих сигналов в кодирующем устройстве. Так, для канала СЕКАМ

$$D'_R \Big/ D'_B = \frac{1{,}5\,E'_{B-Y}}{1{,}9\,E'_{R-Y}} = 0{,}789\,E'_{B-Y}/E'_{R-Y}\,, \qquad (6.6)$$

в то время как в канале ПАЛ

$$E'_u \Big/ E'_v = \frac{0{,}493\,E'_{B-Y}}{0{,}877\,E'_{R-Y}} = 0{,}562\,E'_{B-Y}/E'_{R-Y}. \qquad (6.7)$$

Поэтому в канале цветности должны быть предусмотрены подстраиваемые аттенюаторы, позволяющие установить соотношение цветоразностных сигналов в соответствии с (6.5). Недостающий третий цветоразностный сигнал E'_{G-Y} получают сложением сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} в соотношении, определяемом формулой (1.5). Чтобы сигнал E'_{G-Y} был положительным, необходимо складывать инвертированные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. При сложении положительных цветоразностных сигналов инвертируют полученный сигнал E'_{G-Y}.

На рис.6.1 приведена функциональная схема матрицы *RGB*. На ее входы поступают сигнал яркости и цветоразностные сигналы с соотношением размахов в соответствии с (6.5). Аттенюаторы АТ1 и АТ2 с коэффициентами передачи 0,509 и 0,194, сумматор С1 и инвертор ИНВ образуют матрицу сигнала E'_{G-Y}. На выходах сумматоров С2 — С4 получаются три сигнала основных цветов с одинаковыми амплитудами.

При проверке параметров матрицу *RGB* можно рассматривать как шестиполюсник с тремя входами и тремя выходами (рис.6.2). Коэффициенты передачи такого шестиполюсника удоб-

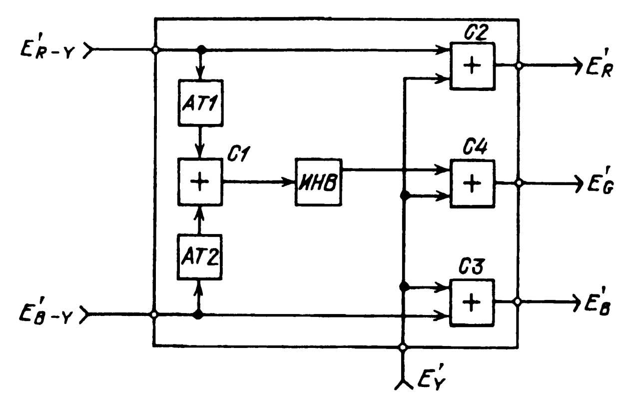


Рис.6.1. Функциональная схема матричной цепи сигналов основных цветов

но обозначать двумя индексами, первый из которых означает, на каком выводе измеряется выходной сигнал, а второй — на какой вывод подается входной сигнал. Например, A_{GR} означает коэффициент передачи между входом E'_{R-Y} и выходом E'_G. Все три коэффициента передачи по сигналу яркости должны быть одинаковы:

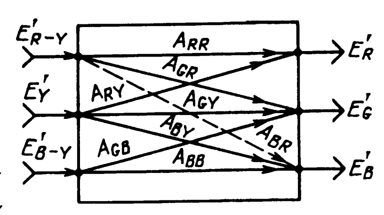


Рис.6.2. Матрица *RGB* как шестиполюсник

$$A_{RY} = A_{GY} = A_{BY}. \tag{6.8}$$

Коэффициенты передачи A_{RR} и A_{BB} также должны быть одинаковы и равны коэффициентам передачи по сигналу яркости:

$$A_{RR} = A_{BB} = A_{RY}. \tag{6.9}$$

Коэффициенты передачи цветоразностных сигналов на выход E'_G должны составлять

$$A_{GR} = -0{,}509\ A_{RR}; \tag{6.10}$$

$$A_{GB} = -0{,}194\ A_{RR}. \tag{6.11}$$

Кроме рассмотренных полезных связей внутри матрицы из-за действия емкостей и проводимостей утечек могут возникнуть паразитные связи, например сигнал E'_{R-Y} проникает на выход E'_B. На рис.6.2 эта связь A_{BR} показана штриховой линией. Паразитные связи создают перекрестные искажения, нарушающие цветопередачу. Они должны быть подавлены не менее чем на 30 дБ по отношению к коэффициентам A_{RR} и A_{BB}.

6.2. Схемные решения матричных цепей

По методу выполнения матрицы можно разделить на пассивные и активные. В пассивных сумматоры и аттенюаторы выполняют из резисторов. Транзисторы используют только для инвертирования сигналов и в качестве буферов, предотвращающих обратное прохождение сигналов на входы матрицы. Активные матрицы выполняют, как правило, полностью на транзисторах. Примером пассивной матрицы является матрица сигнала E'_{G-Y}, используемая совместно с микросхемой электронных оперативных регуляторов К174УК1 (TCA660). На выходах микросхемы выделяются цветоразностные сигналы E'_{B-Y} и E'_{R-Y} в соотношении 1,264. Кроме того, в составе микросхемы предусмотрен инвертор сигнала E'_{G-Y} в виде одиночного транзисторного каскада с обратной связью в эмиттерной цепи и согласующим эмиттерным повторителем (рис.6.3).

Сигнал E'_{G-Y} формируется внешней пассивной матрицей, состоящей из резисторов $R1$—$R3$. Для расчета номиналов этих резисторов составляют два уравнения, определяющие коэффициенты передачи матрицы со входов $B-Y$ и $R-Y$:

$$\frac{R2\,R3}{(R2+R3)\left[R1+R2\,R3/(R2+R3)\right]}=0{,}194\,,$$

$$\frac{R1\,R3}{(R1+R3)\left[R2+R1\,R3/(R1+R3)\right]}=0{,}509\,.$$

Задавшись значением одного из резисторов, например $R3$, находят выражения для двух других:

$$R1=4{,}154\,R2\,R3/(R2+R3)\,, \qquad (6.12)$$

$$R2=0{,}584\,R3\,. \qquad (6.13)$$

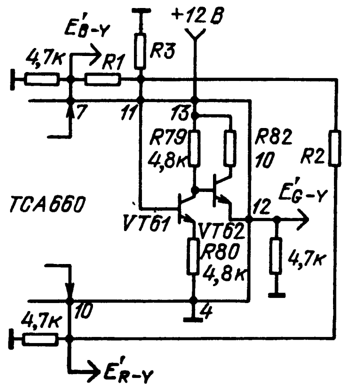


Рис.6.3. Формирование сигнала E'_{G-Y} в микросхеме К174УК1

Выбрав $R3$ = 4,7 кОм, получим $R2$ = 2,7 кОм и $R1$ = 7,2 кОм.

Пассивная матрица сигнала E'_{G-Y} может быть и внутренней цепью микросхемы (например, К174ХА17). В микросхеме К174АФ4 матрица сигнала E'_{G-Y} выполнена активной (рис.6.4). Сумматор образован транзисторами $VT51$ и $VT55$, имеющими общую коллекторную нагрузку. Необходимое соотношение сигналов E'_{B-Y} и E'_{R-Y}, поступающих на базы этих транзисторов, обеспечивается выбором номиналов ре-

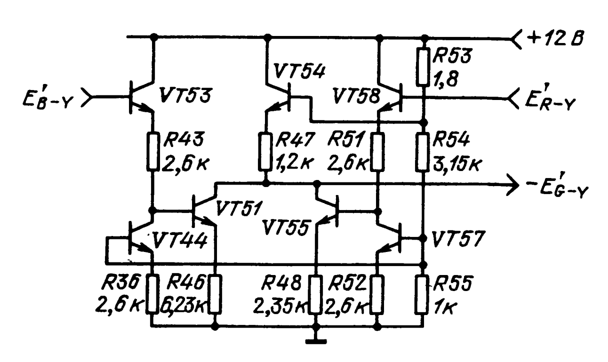


Рис.6.4. Матрица сигнала E'_{G-Y} в микросхеме К174АФ4

зисторов *R46* и *R48* в эмиттерных цепях.

Матрицы сигналов основных цветов чаще всего выполняют активными. На рис.6.5 приведена схема дискретной матрицы *RGB*, примененной в телевизоре 67СС фирмы «Томсон». Сигнал яркости через эмиттерный повторитель *VT7* поступает в эмиттерные цепи трех однотипных каскадов *VT1, VT3, VT5*, на базы которых поданы цветоразностные сигналы. На нагрузках этих каскадов выделяются сигналы E'_R, E'_G и E'_B, размахи которых можно регулировать резисторами *R3, R10* и *R17*. Эмиттерные повторители *VT2, VT4* и *VT6* обеспечивают согласование с выходными видеоусилителями.

В полупроводниковых микросхемах основу матриц *RGB* обычно составляют сумматоры в виде дифференциальных усилителей. Электрическая схема такого усилителя приведена на рис.6.6. Транзистор *VT3* — это генератор тока, питающий эмиттерные цепи транзисторов *VT1* и *VT2*. Резистор $R_{э3}$ является элементом связи между *VT1* и *VT2*. При подаче на базу *VT1* сигнала $U_{б1}$ сигналы на коллекторах полу-

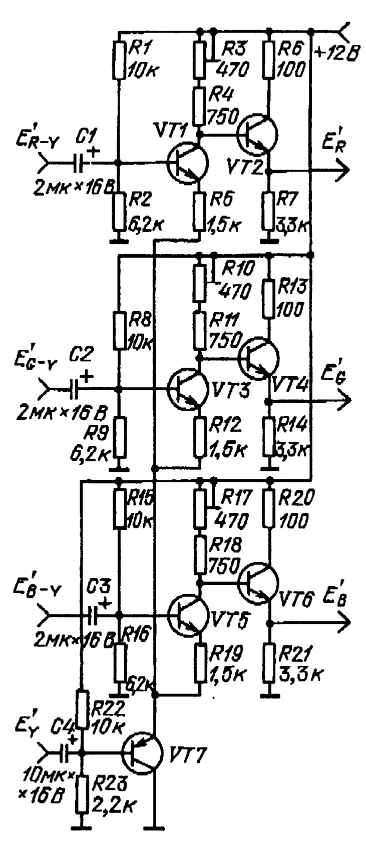


Рис.6.5. Дискретная матрица *RGB* телевизора 67СС фирмы "Томсон"

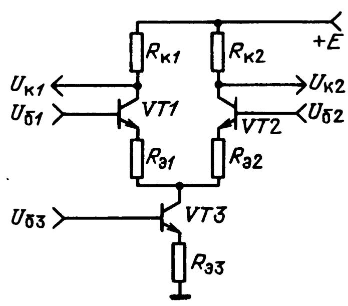


Рис.6.6. Сумматор матрицы в виде дифференциального усилителя

чаются инвертированными: $U_{к2} = U_{к1} = a\,U_{б1}$, где a — коэффициент передачи каскадов. Аналогично $U'_{к2} = U'_{к1} = aU_{б2}$. В данном случае штрихами обозначены составляющие сигналов в коллекторных цепях, полученные при подаче входного сигнала на базу $VT2$. Если сигналы подать на обе базы одновременно, то приращения напряжений на коллекторах составят

$$\Delta U_{к1} = U_{к1} + U'_{к1} = a(U_{б1} - U_{б2}), \tag{6.14}$$

$$\Delta U_{к2} = U_{к2} + U'_{к2} = a(U_{б1} - U_{б2}). \tag{6.15}$$

Таким образом, приращения сигналов на коллекторах противофазны и определяются разностью сигналов, подаваемых на базы.

Если на базу $VT1$ поступает сигнал E'_{R-Y}, а на базу $VT2$ — сигнал E'_Y, то

$$U_{к2} = a(E'_{R-Y} + E'_Y) = a\,E'_R, \tag{6.16}$$

т.е. формируется сигнал E'_R. Рассмотренный принцип построения сумматора использован в микросхемах TBA530, TDA2530 (К174АФ5), TDA3501 (К174ХА17) и в некоторых других.

В микросхемах видеопроцессоров TDA4580 и TDA4680 для исключения цветовых искажений в режиме НТСЦ формируют новые значения красного и зеленого цветоразностных сигналов:

$$(E'_{R-Y})^* = 1{,}57\,E'_{R-Y} - 0{,}41E'_{B-Y}, \tag{6.17}$$

$$(E'_{G-Y})^* = -0{,}43\,E'_{R-Y} - 0{,}11E'_{B-Y}. \tag{6.18}$$

Амплитуда сигнала E'_{B-Y} остается неизменной. Для полученных значений сигналов уравнение (1.5) принимает вид:

$$(E'_{G-Y})^* = -0{,}274(E'_{R-Y})^* - 0{,}222\,E'_{B-Y}. \tag{6.19}$$

Переключение режима матрицирования осуществляется с помощью электронных аттенюаторов, управляемых сигналами от распознавателя систем цветного телевидения.

Глава 7
Выходные видеоусилители

7.1. Особенности модуляции цветных кинескопов

Существуют цветные масочные кинескопы двух типов. В первом типе кинескопов теневая маска имеет круглые отверстия, люминофоры имеют вид точек, а оси электронных прожекторов в плане образуют равносторонний треугольник. Этот тип кинескопов получил название «дельта» (например, кинескоп 61ЛК4Ц). Во втором типе кинескопов — компланарном, отверстия маски имеют форму узких вертикальных щелей, люминофоры наносят на колбу в виде вертикальных полосок, а оси электронных прожекторов расположены в горизонтальной плоскости (к этому типу относятся отечественные кинескопы 51ЛК2Ц, 54ЛК1Ц-С, 61ЛК5Ц). Кинескоп «дельта» имеет большую, чем компланарный, разрешающую способность, но обеспечивает при том же токе лучей меньшую яркость изображения и более сложен в регулировке. Одно из главных преимуществ компланарного кинескопа состоит в том, что он не требует динамического сведения лучей.

Электронные прожекторы кинескопа «дельта» имеют раздельные выводы катодов, модуляторов и ускоряющих электродов (вторых сеток). В компланарных кинескопах раздельно выведены только катоды. Модуляторы и ускоряющие электроды имеют по одному общему для трех прожекторов выводу. Такая особенность этих кинескопов усложняет требования к видеоусилителям.

В паспорте кинескопа, как «дельта», так и компланарного, обычно приводятся два семейства характеристик. Одно из них (рис.7.1,*а*) содержит зависимости ускоряющего напряжения от напряжения закрывания ($E_{кс1}$). Прямая *1* соответствует электронным прожекторам с максимальной крутизной, а прямая *2* — с минимальной. График можно интерпретировать и по-другому. Если провести горизонтальную линию, соответствующую выбранному ускоряющему напряжению, то ее пересечения с наклонными прямыми дадут максимально и минимально возможные значения напряжений закрывания. Графики относятся ко всем кинескопам данного типа. Разброс значений закрывающих напряжений прожекторов для одного кинескопа всегда меньше указанного предельного значения.

Второе семейство характеристик (рис.7.1,*б*) дает зависимости тока одного из электронных прожекторов от модулирующего напряжения, приложенного между модулятором и катодом. Параметром характеристик является закрывающее напряжение $E_{кс1}$.

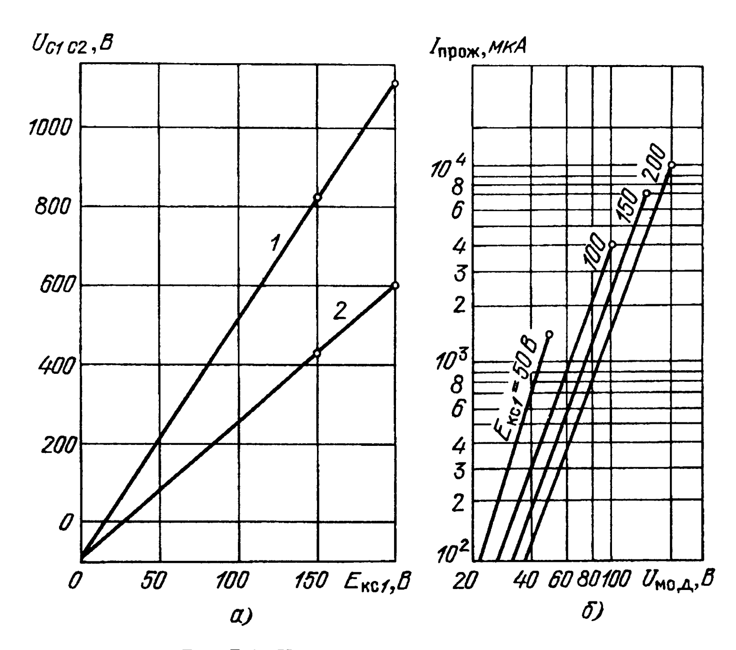


Рис.7.1. Характеристики кинескопа

Точки, ограничивающие сверху графики на рис.7.1,*б*, соответствуют появлению сеточных токов. Рассмотренные графики позволяют правильно выбрать режим работы кинескопа и получить исходные данные для конструирования видеоусилителей. Если в телевизоре используется кинескоп «дельта», закрывающие напряжения его прожекторов обычно устанавливают одинаковыми, например 150 В. Из графиков на рис.7.1,*а* следует, что это можно обеспечить, если выбрать для трех прожекторов разные значения ускоряющих напряжений от 400 до 800 В. Максимальный суммарный средний ток трех лучей не должен превышать допустимого значения (1 мА для кинескопа «дельта» и 1,3 мА для компланарного кинескопа).

Так как на реальных сюжетах белые участки занимают лишь часть площади экрана, пиковые значения токов лучей могут быть сделаны существенно бóльшими, чем предельный средний ток. Это обеспечит более яркое и сочное изображение. В паспорте кинескопов предельные пиковые токи лучей не нормируются. Как уже говорилось, ограничивающим фактором здесь является ухудшение фокусировки. Кроме того, при больших пиковых токах из-за действия цепи ограничения среднего тока получается визуально заметное различие яркостей мелких белых деталей изображения и белых участков с большей площадью. При дальнейших расчетах примем предельное значение пиковых токов равным 1 мА на прожектор, т.е. втрое большим, чем предельное значение среднего тока. Если площадь белых участков изоб-

ражения станет больше 33% площади всего экрана, то средний ток трех прожекторов превысит 1 мА, и в телевизоре сработает устройство ограничения среднего тока лучей, что приведет к уменьшению размахов выходных сигналов *RGB*.

При закрывающем напряжении 150 В и пиковом токе прожектора 1 мА модулирующее напряжение должно составлять примерно 75 В (рис.7.1,*б*). В реальном кинескопе для получения белого цвета свечения экрана требуются разные токи лучей трех прожекторов. Разброс достигает I_R/I_G = 0,7...1,4; I_R/I_B = 0,9...1,6. Однако для простоты изложения примем эти соотношения равными единице. Любой видеоусилитель создает нелинейные искажения в сигнале, если рабочая точка смещается в область выходных напряжений, близких к нулю или к напряжению источника питания. Запас должен составлять для транзисторного видеоусилителя примерно по 20 В. Кроме того, на регулировку яркости обычно отводят еще примерно 30 В. С учетом этих соображений на рис.7.2 построены графики зависимости токов лучей кинескопа «дельта» от напряжений на его катодах, создаваемых видеоусилителями. Прожекторы закрываются при $E_к$ = 125 В. Напряжение питания видеоусилителей может составлять всего 150 В. На модуляторы кинескопа должно быть подано относительно корпуса напряжение −25 В. При установлении одинаковых закрывающих напряжений крутизна характеристик трех прожекторов получается несколько отличающейся. Для простоты изложения будем считать, что характеристики трех прожекторов совпадают. Чтобы обеспечить баланс белого, коэффициенты передачи видеоусилителей A_R, A_B и A_G устанавливают в

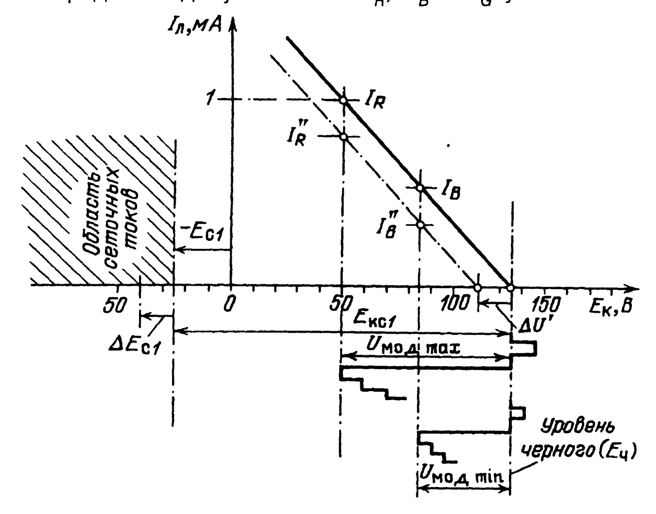


Рис.7.2. К выбору режима модуляции масочного кинескопа типа "дельта"

соотношении, равном требуемому соотношению токов лучей кинескопа. На рис.7.2 $I_R/I_B = SUA_R/(SUA_B) = A_R/A_B$, где S — крутизна характеристики кинескопа. Для регулировки яркости площадку в сигнале яркости смещают на ΔU. На выходах видеоусилителей смещения площадок будут пропорциональны коэффициентам передачи:

$$\Delta U_R = \Delta UA_R\,;\;\; \Delta U_B = \Delta UA_B.$$

Новые значения токов лучей в белом составят

$$I'_R = S(UA_R - \Delta UA_R) = SA_R(U - \Delta U);$$

$$I'_B = S(UA_B - \Delta UA_B) = SA_B(U - \Delta U).$$

Отсюда $I'_R/I'_B = A_R/A_B = I_R/I_B$. Таким образом, регулировка яркости не меняет соотношения токов лучей кинескопа, т.е. не нарушает баланса белого. Результат будет иным, если попытаться регулировать яркость изменением напряжения на модуляторах (ΔE_{c1} на рис.7.2). При этом характеристики кинескопа смещаются на $\Delta U'$. Значения токов лучей на белом:

$$I''_R = S(UA_R - \Delta U')I''_B = S(UA_B - \Delta U');$$

$$I''_R/I''_B = (UA_R - \Delta U')/(UA_B - \Delta U') \neq A_R/A_B.$$

Соотношение токов меняется, а значит, нарушается баланс белого.

Отметим, что по мере совершенствования телевизоров регулятор яркости постепенно превратился в анахронизм, оставшийся с того времени, когда в телевизорах не было надежных цепей фиксации уровня черного. Регулятор яркости нельзя даже считать оперативным, так как неискаженное изображение получается лишь в одной точке его регулировочной характеристики — когда уровень черного в сигнале соответствует закрыванию лучей в кинескопе. Поэтому регулятор яркости правильнее считать установочной подстройкой, наподобие регуляторов размера растра. Очевидно, что сокращение пределов регулировки яркости позволяет уменьшать мощность, потребляемую видеоусилителями.

Рассмотрим теперь особенности применения компланарного кинескопа. Так как ускоряющие электроды в таком кинескопе электрически соединены между собой, становится невозможным установить одинаковые закрывающие напряжения изменением ускоряющих напряжений. Например, при ускоряющем напряжении 400 В закрывающие напряжения трех прожекторов могут составлять 140...80 (рис.7.1,*а*). Соответственно модулирующие напряжения, обеспечивающие ток луча 1 мА, также получаются разными в трех прожекторах и составляют 50...75 В (рис.7.1,*б*). Взяв те же запасы по напряжению, что и в примере с масочным кинескопом, получим режимы видеоуси-

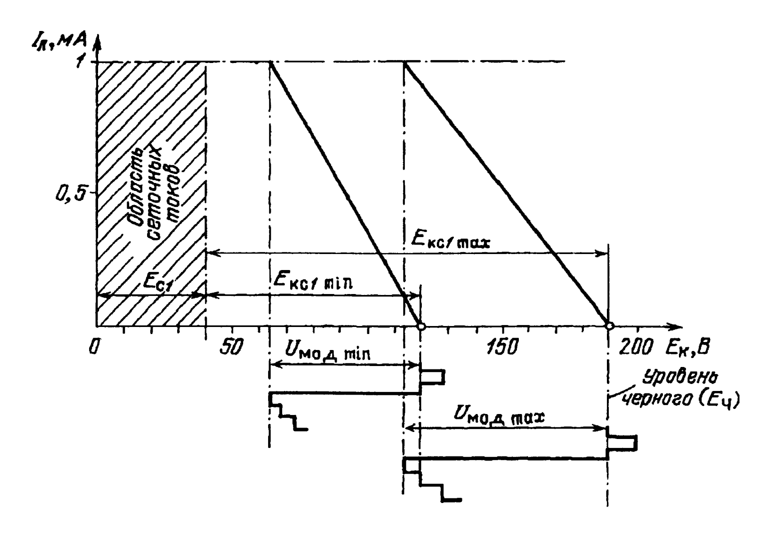


Рис.7.3. К выбору режима модуляции компланарного кинескопа

лителей, работающих на прожекторы с крайними значениями параметров (рис.7.3). Уровни черного в выходных сигналах этих усилителей существенно различаются. Напряжение на модуляторах E_{c1} должно быть положительным. Линейный участок амплитудной характеристики видеоусилителей должен быть расширен на значение разности между максимальным и минимальным закрывающими напряжениями. Эти условия удается выполнить, если увеличить напряжение питания от 150 до 200 В. Таким образом, линейный участок амплитудной характеристики видеоусилителя должен быть около 100 В для кинескопа «дельта» и 150 В для компланарного кинескопа.

Активная нагрузка на видеоусилитель определяется отношением максимального размаха сигнала к току, потребляемому катодом кинескопа. Например, при пиковом токе луча 1 мА и размахе сигнала 75 В нагрузка составляет 75 В/1 мА = 75 кОм.

Большое значение при расчете видеоусилителей имеет правильная оценка емкости нагрузки. Если заземлить выходы двух видеоусилителей, то емкость нагрузки для третьего видеоусилителя составит около 18 пФ (7 пФ — емкость катода кинескопа, 3 пФ — емкость панельки, 8 пФ — емкость соединительных проводов). Так как при совместной работе трех видеоусилителей высокочастотные составляющие сигналов яркости синфазны, емкость нагрузки снижается примерно до 14 пФ.

В цветных телевизорах некоторых зарубежных стран, например Японии, для улучшения потребительских параметров порог ограничения среднего тока трех лучей кинескопа повышен до значений более 1 мА при напряжении на втором аноде 27...28 кВ и размахах выходных сигналов *RGB* около 80 В. Это резко увеличивает яркость и контрастность цветного изображения, что

делает возможным просмотр телевизионных передач при солнечном освещении. Чтобы при этом сохранялась фокусировка лучей и мало менялось ускоряющее напряжение, применяют специальный кинескоп и высоковольтный выпрямитель с большим запасом по току и малым внутренним сопротивлением.

7.2. Типы выходных каскадов видеоусилителей

Каскад с резистивной нагрузкой. Обычно усилитель выполняют по схеме с общим эмиттером (рис.7.4,*а*). При подаче на базу положительного скачка напряжения транзистор открывается и разряжает емкость нагрузки $C_н$. Длительность фронта в выходном сигнале определяется частотными свойствами транзистора и сокращается при использовании корректирующих цепей и отрицательной обратной связи. Когда же на базу поступает отрицательный перепад напряжения и транзистор закрывается, скорость зарядки $C_н$ определяется только сопротивлением нагрузки $R_н$ и напряжением питания E_0 и не зависит от параметров транзистора. Максимальное сопротивление резистора нагрузки определяется следующим соотношением:

$$R_н \le -t_ф \Big/ \left[C_{вых} \ln(1-k)\right], \qquad (7.1)$$

где $t_ф$ — требуемая длительность фронта; $C_{вых}$ — сумма емкости нагрузки, выходной емкости транзистора и емкости монтажа видеоусилителя; k — коэффициент, учитывающий, насколько уровень черного $E_ч$ близок к напряжению питания E_0:

$$k = 1/[1 + (E_0 - E_ч)\, U_{мод}]. \qquad (7.2)$$

Чем большим выбрано напряжение питания, тем меньше получается k, а значит, при том же $R_н$ длительность фронта $t_ф$ уменьшается.

Пусть, как на рис.7.3, $E_ч$ = 190 В, E_0 = 220 В, $U_{мод}$ = 75 В, емкость нагрузки $C_н$ = 14 пФ, емкость транзистора 4 пФ, емкость

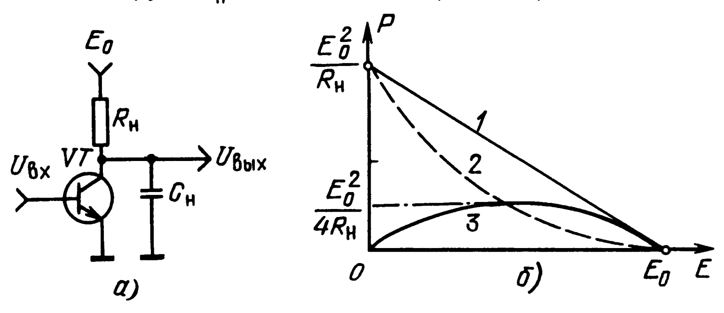


Рис.7.4. Выходной каскад видеоусилителя с резистивной нагрузкой:
а — электрическая схема; б — зависимость рассеиваемой мощности от положения рабочей точки (1 — суммарная мощность потерь; 2 — потери в нагрузке; 3 — потери в транзисторе)

монтажа 3 пФ, требуемая длительность фронта $t_ф$ = 150 нс. Тогда k = 0,714;

$$R_н \geq -150 \cdot 10^{-9}/(14+4+3)10^{-12}\ln 0{,}286 = 5{,}7\,кОм.$$

На рис.7.4,*б* показаны графики зависимости рассеиваемой в элементах усилителя мощности от положения рабочей точки. В транзисторе наибольшая мощность рассеивается, когда напряжение на нем равно половине напряжения питания:

$$P_{т.max} = E_0^2/(4R_н) = 220^2 \cdot \left(4 \cdot 5{,}7 \cdot 10^3\right) = 2{,}12\,Вт.$$

В видеоусилителе в целом максимальная мощность рассеивается при передаче уровня белого:

$$P_б = E_0\,(U_{мод} + E_0 - E_ч)/R_н, \qquad (7.3)$$

$P_б = 220(75+220-190)/5{,}7 \cdot 10^3 = 4{,}05\,Вт$, или более 12 Вт для всех трех видеоусилителей. При этом в резисторе нагрузки рассеивается: $P_R = (U_{мод} + E_0 - E_ч)/R_н$ = 1,93 Вт. Мощность, потребляемая в режиме передачи черного, находится по формуле (7.3) при условии $U_{мод}$ = 0:

$$P_ч = E_0\,(E_0 - E_ч)R_н = 220\,(220 - 190)/5{,}7 \cdot 10^3 = 1{,}15\,Вт.$$

Для уменьшения потребляемой усилителем мощности напряжение питания следует выбирать минимально возможным.

Каскад с активной нагрузкой. Видеоусилитель выполняется на двух транзисторах *n-p-n* (рис.7.5,*а*). Транзистор *VT1* включен по схеме с общим эмиттером, *VT2* образует эмиттерный повторитель. Так как эмиттерный повторитель отделяет емкость кинескопа $C_н$ от коллектора *VT1*, сопротивление *R1* может быть существенно увеличено без ущерба для частотных свойств видеоусилителя. В результате снижается потребляемая усилите-

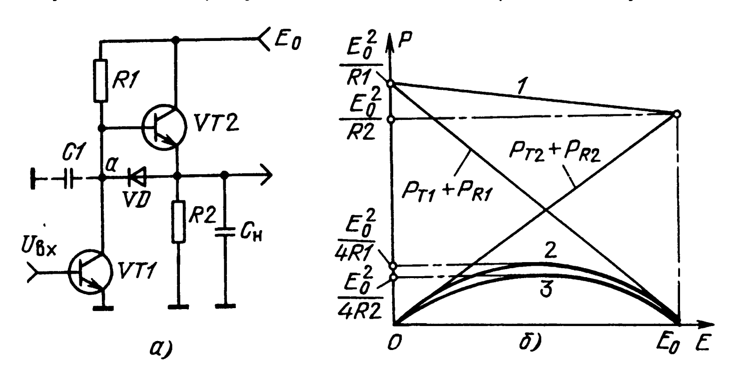


Рис.7.5. Выходной каскад видеоусилителя с активной нагрузкой:
а — электрическая схема; б — зависимость рассеиваемой мощности от положения рабочей точки (1 — суммарная мощность потерь; 2 — потери в VT1 (Рт1); 3 — потери в VT2 (Рт2))

лем мощность [7.1]. При подаче на вход отрицательного перепада напряжения *VT1* закрывается, напряжение на его коллекторе увеличивается и емкость нагрузки быстро заряжается через малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя. Когда на вход усилителя поступает положительный скачок напряжения, *VT1* переходит в режим насыщения, напряжение на его коллекторе падает и $C_н$ быстро разряжается через диод *VD* и транзистор *VT1*. Поэтому в видеоусилителе с активной нагрузкой длительности фронта и среза выходных импульсов могут быть сделаны одинаковыми. Длительность фронта ограничена скоростью зарядки емкости *C1* (рис.7.5,*а*) через резистор нагрузки *R1*. Конденсатор *C1* состоит из емкостей коллектор-база транзисторов *VT1* и *VT2*, емкости диода *VD* и монтажной емкости точки *а* относительно земли.

Максимальное значение *R1* определяется по формуле (7.1). Пусть коллекторно-базовые емкости транзисторов составляют 1,8 пФ, емкость диода 1 пФ, емкость монтажа 3 пФ, а режим работы усилителя такой же, как в предыдущем расчете. Тогда

$$R_{1max} \le -\frac{150 \cdot 10^{-9}}{(1{,}8+1{,}8+1{,}0+3)\cdot 10^{-12}\ \ln 0{,}286} = 15{,}7.$$

Ближайшее стандартизованное значение 15 кОм.

Мощность, рассеиваемая в *VT1* и *R1*, максимальна при малых $U_{вых}$. Наоборот, мощность, рассеиваемая в *VT2* и *R2*, максимальна, когда *VT1* закрыт и $U_{вых} = E_0$ (рис.7.5,*б*). В результате суммарная мощность, рассеиваемая в усилителе с активной нагрузкой, относительно мало зависит от положения рабочей точки. Такая особенность упрощает требования к источнику питания. Максимальные мощности, рассеиваемые транзисторами в статическом режиме, как и для обычного усилителя, получаются при $U_{вых} = E_0/2$:

$$P_{т1max} = E_0^2/4R1 = 220^2/(4\cdot 15\cdot 10^3) = 0{,}8\,Вт;$$

$$P_{т2max} = E_0^2/4R2.$$

Резистор *R2* обычно используется в качестве верхнего плеча делителя отрицательной обратной связи. Значение его выбирается около 70 кОм. Тогда

$$P_{т2max} = 220^2/(4\cdot 7\cdot 10^4) = 0{,}173\,Вт.$$

Общая мощность потерь в режиме передачи белого

$$P_б = (E_0/R1)\,(E_0 - E_ч + U_{мод}) + (E_0/R2)\,(E_ч - U_{мод}) =$$
$$= \frac{220}{15\cdot 10^3}(220-190+75) + \frac{220}{70\cdot 10^3}(190-75) = 1{,}9\,Вт.$$

Транзистор *VT1* должен быть более мощным, чем *VT2*. Мощность, потребляемая в режиме передачи черного:

$$P_ч = \frac{220}{15 \cdot 10^3}(220 - 190) + \frac{220}{70 \cdot 10^3} 190 = 1 Вт.$$

Таким образом, в усилителе с активной нагрузкой при одинаковых с обычным усилителем частотных свойствах максимальная мощность, потребляемая в статическом режиме, снижается более чем в 2 раза. Практически при конструировании усилителей с активной нагрузкой значение *R1* выбирают бóльшим, чем это следует из формулы (7.1), исходя из того, что амплитуды спектральных составляющих видеосигнала уменьшаются с ростом частоты. В результате достигается дополнительное снижение мощности, потребляемой в статическом режиме.

При воспроизведении быстрых изменений входного сигнала кроме статической мощности в транзисторах рассеивается и так называемая динамическая мощность. Наиболее тяжелый режим получается, когда с видеоусилителя снимается синусоидальный сигнал с максимальной амплитудой и на высшей частоте полосы пропускания. В таком режиме транзисторы *VT1* и *VT2* работают как ключи, перезаряжающие $C_н$.

Пусть на выходе видеоусилителя присутствуют постоянная составляющая $E_{ср}$ и высокочастотный сигнал $u = U\cos\omega t$. Тогда через емкость нагрузки будет протекать ток

$$i = C_н \frac{du}{dt} = -I \sin\omega t, \qquad (7.4)$$

где $I = \omega C_н U$. Через транзисторы *VT1* и *VT2* будут поочередно проходить положительные и отрицательные полуволны этого тока. В каждом транзисторе рассеивается динамическая мощность:

$$P_д = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I \sin\omega t \left(E_{ср} + U\cos\omega t\right) dt = 2C_н U E_{ср} f. \qquad (7.5)$$

Если $E_{ср}$ = 100 В, U = 75 В, $C_н$ = 14 пФ, f = 6 МГц, то $P_д = 2 \cdot 14 \cdot 10^{-12} \cdot 75 \cdot 100 \cdot 6 \cdot 10^6 = 1{,}26$ Вт. Практически высокочастотные составляющие с таким размахом в телевизионном сигнале отсутствуют и динамическая мощность не превышает 200...300 мВт.

Видеоусилитель с активной нагрузкой относительно устойчив к пробоям в кинескопе. Когда в результате пробоя напряжение на выходе видеоусилителя увеличивается, возрастает ток через резистор *R2*, входящий в цепь отрицательной обратной связи. Под действием обратной связи транзистор *VT1* переходит в режим насыщения и закорачивает катод кинескопа на землю. Поэтому разряд не разрушает элементов устройства. Чтобы при случайных коротких замыканиях нагрузки на корпус не вышел из строя *VT2*, в его коллекторную цепь включают защитный резистор 0,5...1,0 кОм.

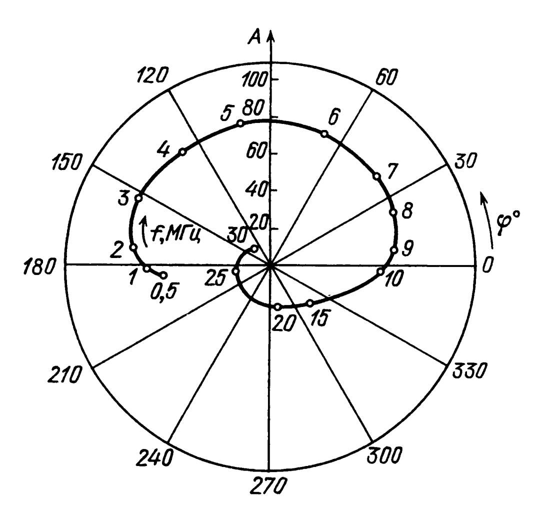


Рис.7.6. Диаграмма коэффициента передачи видеоусилителя с активной нагрузкой (транзисторы BF459, предварительный усилитель на микросхеме TDA2530)

Мощность, рассеиваемую в элементах видеоусилителя с активной нагрузкой, можно существенно уменьшить, если снизить напряжение источника питания. Это можно сделать, если (см. рис.7.3) выбрать $E_{c1} = 0$ и сократить диапазон регулировки яркости от 25 до 10 В. Тогда напряжение питания снижается от 220 до 170 В. При этом $P_{т1max} = 170^2/(4 \cdot 15 \cdot 10^3) = 0{,}48$ Вт. Статическая мощность, рассеиваемая в транзисторе *VT1*, уменьшается почти вдвое.

Как уже было показано, полоса пропускания видеоусилителя с активной нагрузкой в режиме большого сигнала ограничена суммарной емкостью между корпусом и коллектором транзистора *VT1*. В режиме малого сигнала полоса пропускания оказывается весьма широкой. На рис.7.6 приведена экспериментально измеренная круговая диаграмма коэффициента передачи видеоусилителя с активной нагрузкой в телевизоре «Идеалколор 3600» фирмы ИТТ. На этой диаграмме расстояние от центра до текущей точки на кривой соответствует модулю коэффициента передачи, а угол по отношению к положительному направлению горизонтальной оси — фазовому углу коэффициента передачи. Измерения проводились для размаха выходного сигнала 5 В. Фазовый угол коэффициента передачи на низких частотах близок к 180°. С повышением частоты значение фазового угла уменьшается и на частоте около 10 МГц проходит через нуль. Модуль коэффициента передачи при этом остается еще значительным. Поэтому усилители с активной нагрузкой склонны к генерации на частотах 10...20 МГц. Такая гене-

рация не проявляется непосредственно на изображении, но создает помехи радиоканалу как данного телевизора, так и других близко расположенных телевизоров и радиоприемников. Генерация возникает тем легче, чем меньшим выбран ток покоя транзисторов. Борьба с возбуждением сводится к оптимизации монтажа и уменьшению сопротивления *R1*.

Комплементарные видеоусилители. Комплементарный видеоусилитель состоит из последовательно включенных транзисторов *n-p-n* и *p-n-p*. Выходной сигнал снимается с соединенных между собой коллекторов транзисторов. На базы подают синфазные входные сигналы. Положительные полуволны входного сигнала открывают транзистор *n-p-n* и разряжают емкость нагрузки $C_н$. Отрицательные полуволны входного сигнала открывают транзистор *p-n-p* и вызывают зарядку $C_н$.

Практически применяют два варианта выполнения комплементарных видеоусилителей. Первый вариант, упрощенная схема которого приведена на рис.7.7,*а*, работает в режиме В. Входной сигнал от предварительного усилителя подается на базу транзистора *n-p-n* (*VT1*). Сигнал на базу транзистора *p-n-p* (*VT2*) поступает через конденсатор *C1*. Смещение на базу транзистора *VT2* подается с делителя, образованного резистором *R1* и диодом *VD1*. Такая схема поддерживает в диапазоне температур начальный ток через *VT2*, равный $I_0 = E_0/R1$. Когда на базу *VT2* поступает отрицательная полуволна входного сигнала, *VD2* закрывается, а ток через *VT2* вызывает зарядку $C_н$ и увеличивает выходное напряжение видеоусилителя. Положительное приращение входного сигнала закрывает *VT2* и открывает *VT1*, что вызывает уменьшение выходного напряжения. Резисторы *R2* и *R3* защищают транзисторы при случайных замыканиях нагрузки на корпус или источник питания.

Введение защитных резисторов *R2* и *R3* приводит также к некоторому снижению рассеиваемой в транзисторах динами-

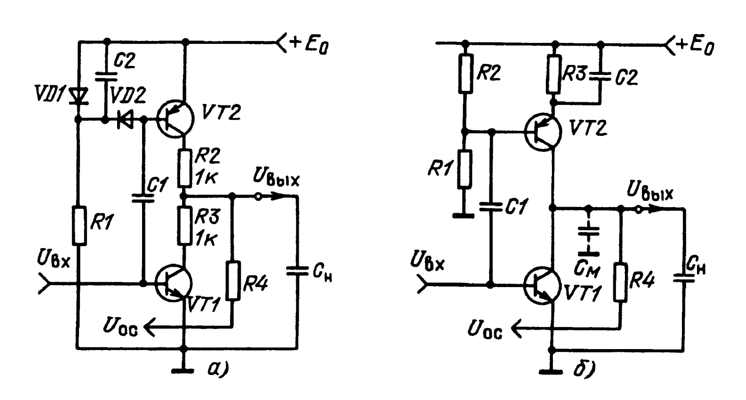


Рис.7.7. Комплементарные видеоусилители:
а — видеоусилитель, работающий в режиме В;
б — видеоусилитель, работающий в режиме АВ

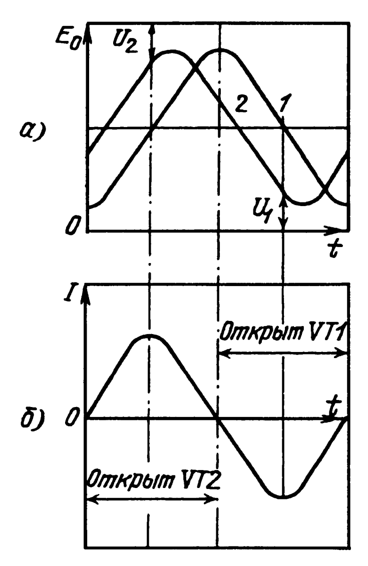


Рис.7.8. Влияние защитных резисторов на фазу выходного напряжения в комплементарном видеоусилителе:
а — форма напряжения на коллекторах транзисторов (1 — без резисторов; 2 — с резисторами);
б — форма тока через нагрузку

ческой мощности. Это объясняется тем, что фазовый сдвиг между напряжением на коллекторах транзисторов (рис.7.8,*а*) и током через емкость нагрузки (рис.7.8,*б*) становится меньше 90°. В результате снижается мгновенное значение мощности, рассеиваемой в транзисторах. Для *VT2* эта мощность равна произведению мгновенного значения положительной полуволны тока на мгновенное напряжение, отсчитываемое между E_0 и кривой *2*, *а* для *VT1* мгновенное значение отрицательной полуволны тока умножается на мгновенное значение напряжения, отсчитываемого от нулевого значения до кривой *2* (рис.7.8,*а*).

Через *R4* на рис.7.7,*а* на предварительный усилитель подается напряжение отрицательной обратной связи.

Статическая мощность, рассеиваемая в каждом транзисторе, составляет примерно 100 мВт, поэтому транзисторы могут устанавливаться на печатной плате без радиаторов. Динамическая рассеиваемая мощность определяется по формуле (7.5) и при воспроизведении реальных сюжетов не превышает 300 мВт.

Комплементарный видеоусилитель, работающий в режиме В, имеет следующие недостатки: в момент времени, когда один из транзисторов закрывается, а второй начинает проводить ток, в выходном сигнале образуется «ступенька», создающая искажения; велико паразитное высокочастотное излучение. Поэтому наряду с усилителями класса В получили распространение комплементарные видеоусилители класса АВ [7.2]. Упрощенная схема такого видеоусилителя дана на рис.7.7,*б*. Ток покоя транзистора *VT2* задается делителем напряжения *R1, R2* и резистором *R3* в цепи эмиттера. При подаче на вход видеоусилителя синусоидального сигнала через *VT2* протекают полуволны тока с амплитудой I_{max}. Постоянная составляющая тока через *VT2* $I_0 = I_{max}/\pi$. Пусть на выходе усилителя выделяется синусоидальное напряжение $u = U\cos\omega t$. Тогда через суммарную выходную емкость $C_{вых}$ будет проходить ток

$$i = C_{вых}\frac{du}{dt} = -2U\pi f C_{вых}\sin\omega t.$$

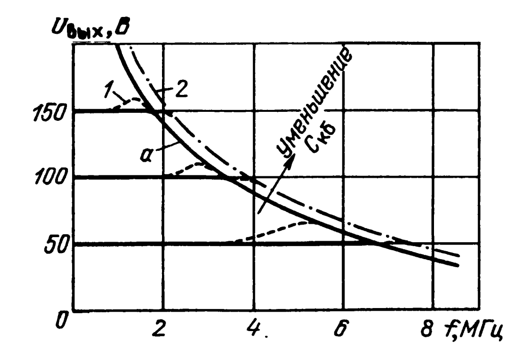


Рис.7.9. Зависимость полосы пропускания комплементарного видеоусилителя от размаха выходного сигнала:
1 — влияние частотной коррекции в цепи отрицательной обратной связи;
2 — влияние уменьшения $C_{кб}$ транзисторов

Пиковое значение этого тока составляет $I_{max} = 2U\pi f/C_{вых}$. Здесь $2U$ — размах выходного сигнала, который обозначим U_{max}. Значит,

$$I_0 = I_{max}/\pi = U_{max} f C_{вых}. \tag{7.6}$$

В состав $C_{вых}$, как это показано на рис.7.7,*б*, кроме емкости кинескопа с соединительными проводами (14 пФ) входят две емкости коллектор-база транзисторов (2 · 1,8 пФ) и монтажная емкость видеоусилителя $C_м$ (3 пФ).

Пусть на частоте 5 МГц максимальный размах выходного сигнала равен 50 В. Тогда ток покоя через *VT2* должен составлять

$$I_0 = 50 \cdot 5 \cdot 10^6 (14 + 3{,}6 + 3) \cdot 10^{-12} = 5{,}1 \text{ мА}.$$

Длительность фронта и среза в выходном сигнале комплементарного видеоусилителя определяется из соотношения

$$t_ф = \frac{U_{max}}{I_{max}} C_{вых}. \tag{7.7}$$

При U_{max} = 100 В, I_{max} = 15 мА и $C_{вых}$ = 21 пФ $t_ф$ = 140 нс.

Максимальный размах выходного сигнала в комплементарном видеоусилителе уменьшается с ростом частоты, как это показано на рис.7.9. Предельно достижимая полоса пропускания при данном размахе выходного сигнала ограничивается гиперболой *а*, ход которой зависит от емкости $C_{кб}$ примененных в усилителе транзисторов. Чем меньше $C_{кб}$, тем больший размах сигнала можно получить. Применение частотно-зависимой отрицательной обратной связи лишь создает подъем в АЧХ, но не меняет полосы пропускания.

7.3. Устройства автоматического баланса белого

Для того чтобы черно-белые участки цветного изображения во всем диапазоне яркости — от черного до белого воспроизводились без окраски, т.е. обеспечивался бы баланс белого, в телевизоре предусмотрены специальные подстроечные органы регулировки. Они обычно содержат шесть резисторов, три из которых позволяют регулировать точки закрывания лучей кинескопа, а три — размахи сигналов E'_R, E'_G и E'_B. Устройства фиксации уровня черного, применяемые в выходных видеоусилителях, измеряют и поддерживают постоянными напряжения на катодах кинескопа при прохождении в сигнале площадок фиксации. Однако по мере старения кинескопа эмиссия катодов уменьшается по-разному в трех прожекторах и баланс белого нарушается.

В последнее время разработаны и внедрены в микросхемы матриц *RGB* (TDA3505, TDA3562A, КР1021ХА4, TDA4580 и др.) схемные решения, обеспечивающие необходимое для баланса белого соотношение темновых токов лучей в течение всего срока службы кинескопа. Основная особенность этих схем состоит в том, что они реагируют не на потенциал на катоде, а на ток луча кинескопа. Для измерения тока луча применяется каскад, схема которого приведена на рис.7.10. Между выходным каскадом видеоусилителя и катодом кинескопа включен эмиттерный повторитель на высоковольтном *р-n-р* транзисторе *VT1*. Он без искажений передает видеосигнал на катод кинескопа. Ток луча электронного прожектора является эмиттерным током этого транзистора: $I_Э = I_л$. Он разделяется на ток коллектора $I_К = \alpha I_л$ и ток базы $I_Б = (1 - \alpha)I_Э = (1 - \alpha)I_л$. Так как $\alpha \approx 1$, можно считать, что коллекторный ток транзистора весьма близок к току луча.

В цепь коллектора *VT1* включен измерительный резистор *R1*. Измеряя падение напряжения на этом резисторе, определяют мгновенное значение тока луча $I_л = U_{из}/R1$. Напряжение $U_{из}$ с резистора *R1* поступает на устройство фиксации СФ, открываемое в моменты прохождения через усилитель введенного в сигнал на обратном ходу по полю измерительного импульса. Измеренные уровни тока луча при воспроизведении импульса

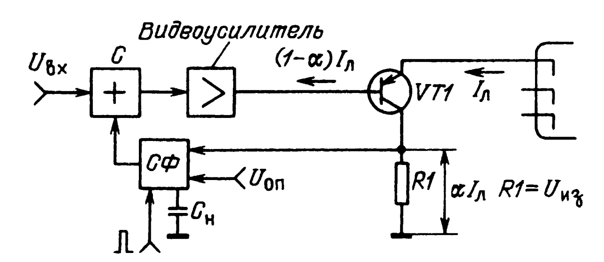


Рис.7.10. Принцип стабилизации темнового тока луча кинескопа

сравниваются с опорным напряжением $U_{оп}$, и получившийся сигнал ошибки подзаряжает накопительный конденсатор $C_н$. Напряжение с накопительного конденсатора складывается с входным сигналом в сумматоре *С*. В результате независимо от уровня эмиссии катода кинескопа напряжение на эмиттере *VT1* при воспроизведении площадок фиксации поддерживается таким, что ток луча составляет заданное значение (обычно около 10 мкА). Измерительные транзисторы включаются на выходах всех трех видеоусилителей, а сопротивления резисторов в их коллекторах выбирают так, чтобы при соотношении токов лучей, обеспечивающем получение белого цвета свечения экрана, напряжения на резисторах были одинаковыми. При использовании таких схем в телевизоре из шести подстроечных резисторов баланса белого остаются только три, регулирующие размахи сигналов. Такая система стабилизации баланса белого применена, например, в микросхеме TDA3300 фирмы «Моторола». Недостаток такой системы стабилизации — необходимость подбора значений измерительных резисторов для компенсации разброса соотношения токов лучей в используемом кинескопе, обеспечивающем получение белого цвета свечения экрана.

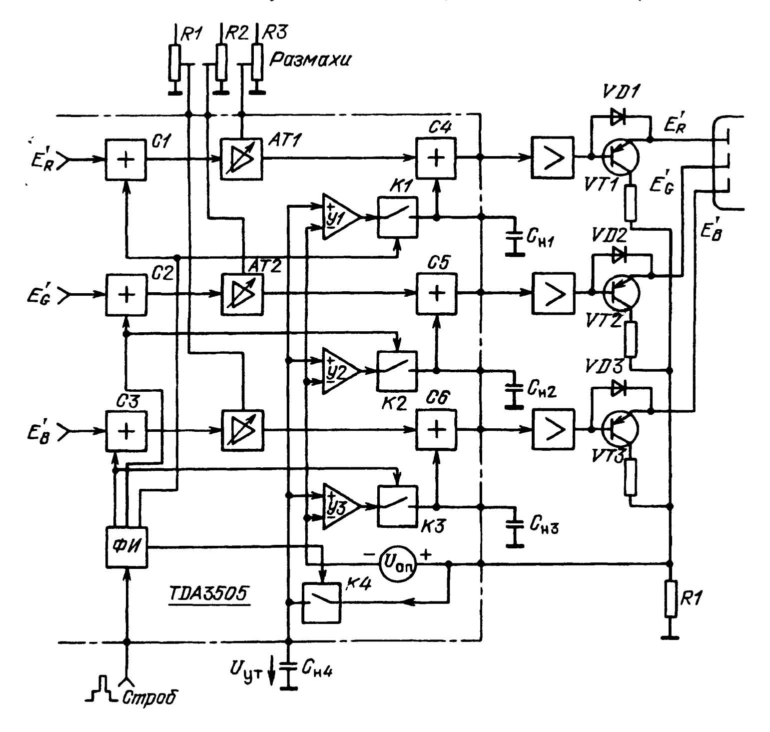


Рис.7.11. Система стабилизации темнового тока в микросхеме TDA3505

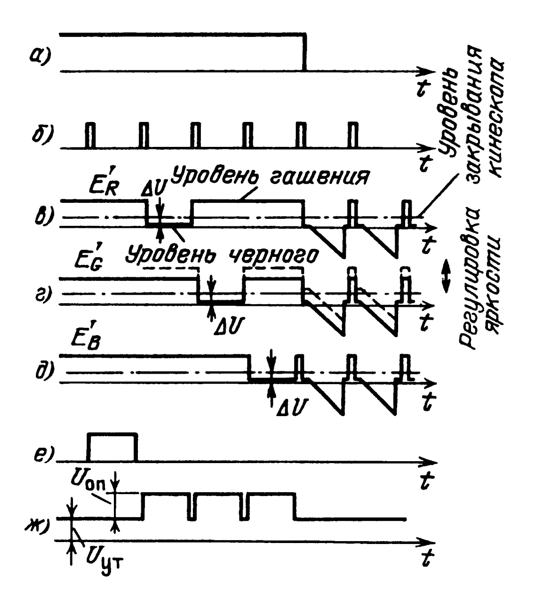


Рис.7.12. Эпюры сигналов в схеме на рис.7.11:

а — кадровый гасящий импульс; б — строчные гасящие импульсы; в д — измерительные импульсы в сигналах *RGB*; е — импульс для измерения тока утечки; ж — форма сигнала на измерительном резисторе

Более совершенные устройства стабилизации темновых токов применены в микросхемах TDA3505 и TDA3562A фирмы «Филипс», а также в отечественной микросхеме КР1021ХА4. В этих микросхемах специальным формирователем (ФИ на рис.7.11) вырабатывается не один, а три измерительных импульса (рис.7.12,*в,г,д*), которые поочередно, в течение трех строк в конце кадрового интервала гашения вводятся в сигналы E'_R, E'_G, E'_B с помощью сумматоров С1 — С3, как это показано на рис.7.11 [7.3]. Импульсы считываются тремя измерительными транзисторами *VT1* — *VT3* и выделяются на их общем измерительном сопротивлении *R1*. Получается сигнал, показанный на рис.7.12,*ж*. Из этого сигнала внутри микросхемы вычитается опорное напряжение $U_{оп}$, равное амплитуде импульса в данном канале, с учетом действия регуляторов размахов *R1* — *R3*. Полученная разность $U_{из} - U_{оп}$ подается на инвертирующие входы операционных усилителей У1 — У3. На вторые, неинвертирующие входы усилителей поступает напряжение $U_{ут}$, создаваемое на *R1* током утечек транзисторов *VT1* — *VT3*. Ток утечки считывается в активный интервал строки, предшествующий первому измерительному импульсу. Для этого в микросхеме формируется импульс, показанный на рис.7.12,*е*, который открывает ключ К4.

На выходах операционных усилителей выделяются сигналы ошибки $U_{ош} = U_{ут} - (U_{из} - U_{оп})$. Эти сигналы через ключи К1—К3,

которые замыкаются, когда в данном канале проходит измерительный импульс, поступают на накопительные конденсаторы $C_{н1}$ — $C_{н3}$. Постоянные напряжения, запоминаемые этими конденсаторами, вводятся в сигналы *RGB* с помощью сумматоров С4 — С6. В результате образуется цепь авторегулирования, уменьшающая сигнал ошибки $U_{ош}$ до значения, близкого к нулю. При этом $U_{из} = U_{оп} + U_{ут}$. Так как зарядка конденсаторов происходит лишь в течение одной строки за поле, их емкости должны быть достаточно большими, чтобы исключить влияние саморазрядки.

Рассмотренная система в установившемся режиме поддерживает ток луча в интервале измерения:

$$I_л = U_{из}/R1 - U_{ут}/R1 = \left(U_{оп} + U_{ут}\right)/R1 - U_{ут}/R1 = U_{оп}/R1.$$

Обычно $I_л$ составляет 10 мкА, т.е. сигналы на трех катодах кинескопа смещаются так, что вершины измерительных импульсов отстоят от уровня, соответствующего закрыванию кинескопа, на ΔU (рис.7.12,*в*). Это приращение напряжения и создает токи лучей 10 мкА. Режим эквивалентен тому, что характеристики кинескопа пересекаются при токе 10 мкА. На ярких участках изображения размахи сигналов устанавливают с помощью подстроечных регуляторов (*R1—R3* на рис. 7.11) такими, чтобы получить заданное соотношение токов лучей. В результате на ярких участках обеспечивается точный баланс белого, а вблизи точек закрывания кинескопа — приближенный, с погрешностью 10 мкА. Для массовых телевизоров такая погрешность считается допустимой. На участках сигналов, где передаются измерительные импульсы, работа оперативного регулятора яркости блокируется. Поэтому при регулировке яркости сигнал смещается относительно опорных площадок, положение которых не меняется (как это показано на рис.7.12,*г*), что и обеспечивает изменение яркости. Номинальное положение регулятора яркости соответствует совмещению уровня черного в сигнале с уровнем закрывания кинескопа.

При включении телевизора до разогрева катодов кинескопа токи лучей равны нулю, независимо от напряжений на его электродах. Это вызывает переходный процесс в системе автобаланса, приводящий к скачкообразному увеличению яркости, а потом к ее уменьшению. Чтобы исключить переходный

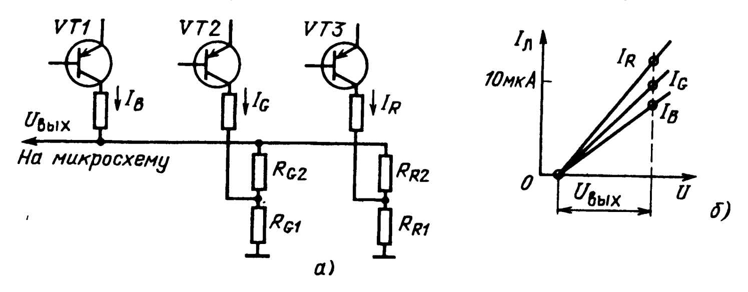


Рис.7.13. Точный баланс темновых токов:
а — схема измерительных каскадов; б — характеристики кинескопа

процесс, в микросхемах TDA3562A и КР1022ХА4 предусмотрен специальный триггер задержки, выключающий каналы *RGB* на время, необходимое для разогрева кинескопа.

Как уже отмечалось, в рассмотренной схеме автобаланса совмещаются не точки закрывания на характеристиках кинескопа, а участки, соответствующие токам лучей около 10 мкА. При этом, строго говоря, на темных участках изображения соотношение токов трех лучей отличается от требуемого и не может регулироваться. В дорогих моделях телевизоров идут на некоторое усложнение схемы с тем, чтобы обеспечить строго постоянное соотношение токов лучей во всем диапазоне яркостей.

Сущность решения состоит в том, что в двух каналах, где требуются наибольшие токи лучей (обычно это каналы *R* и *G*), вместо одного общего измерительного резистора *R1* включают раздельные измерительные резисторы, выполненные в виде делителей R_{R1}, R_{R2} и R_{G1}, R_{G2}, как это показано на рис.7.13,*а*. При этом

$$R_{R1}+R_{R2}=R_{G1}+R_{G2}=2R1.$$

Зная соотношение токов лучей, обеспечивающее для используемого кинескопа белый цвет свечения экрана, находят коэффициенты

$$\alpha_R=I_B/I_R<1;\ \ \alpha_G=I_B/I_G<1.$$

Значения резисторов в схеме на рис.7.13,*а* выбирают так, чтобы соотношение токов трех лучей кинескопа при передаче измерительных импульсов обеспечивало бы получение заданного белого, что эквивалентно пересечению характеристик кинескопа в точке закрывания (рис.7.13,*б*). Измерительное сопротивление для канала В между точкой *а* и корпусом составляет $R_а = R1$ (параллельное соединение $R_{R1} + R_{R2}$ и $R_{G1} + R_{G2}$). Напряжение $U_{выхB}$, поступающее на схему автобаланса от измерительного импульса канала *B*,

$$U_{выхB}=I_BR1.$$

Значение измерительного сопротивления в канале *R* (между точкой *б* и корпусом)

$$R_б=\left[R_{R1}\left(2R1+2R1-R_{R1}\right)\right]/4R1.$$

Тогда напряжение $U_{выхR}$, создаваемое током I_R:

$$U_{выхR}=I_R\frac{R_б\left(R_{G1}+R_{G2}\right)}{R_{R2}+R_{G1}+R_{G2}}=I_R\frac{R_{R1}}{2}.$$

Аналогично

$$U_{выхG}=I_GR_{G1}/2.$$

Заданные соотношения токов будут обеспечены, если $U_{выхB}=U_{выхR}=U_{выхG}=U_{вых}$, а также

$$\alpha_R = I_B/I_R = R_{R1}/2R1;$$

$$\alpha_G = I_B/I_R = R_{G1}/2R1.$$

Отсюда

$$R_{R1} = 2\alpha_R R1; \quad R_{R2} = 2R1 - R_{R1} = 2R1(1-\alpha_R);$$

$$R_{G1} = 2\alpha_G R1; \quad R_{G2} = 2R1(1-\alpha_G). \qquad (7.8)$$

Пусть, например, α_R=0,67, α_G=0,72, $R1$=65 кОм. Тогда R_{R1} = 2·0,67·65 = 87,1 кОм; R_{R2} = 42,9 кОм; R_{G1} = 93,6 кОм; R_{G2} = 36,4 кОм.

Если точные значения α_R и α_G не известны, но имеется в распоряжении колориметр, измерительные резисторы R_{R1}, R_{R2} и R_{G1}, R_{G2} выполняют в виде двух потенциометров, которые устанавливают в такие положения, чтобы обеспечить получение на темных участках изображения требуемого белого, например белого *С*. Смысл автобаланса при этом состоит в том, что заданное соотношение токов поддерживается автоматически до конца срока службы кинескопа.

Дальнейшее совершенствование цепей баланса белого было направлено на обеспечение автобаланса во всем диапазоне яркостей. Этот принцип реализован в микросхеме процессора TEA5040 фирмы «Томсон». В ней кроме трех импульсов для измерения темновых токов, которые вводятся в сигналы в строках 21, 22 и 23, предусмотрены еще три измерительных импульса (строки 17, 18 и 19), размахи которых соответствуют средним значениям яркости. В состав микросхемы входят шесть операционных усилителей, три из которых обеспечивают баланс темновых токов, а три — необходимое соотношение размахов сигналов. Измерительные резисторы могут выполняться в соответствии со схемой на рис.7.13,*а*. Если значения измерительных резисторов выбраны в соответствии с выражениями (7.8), то заданное соотношение токов лучей поддерживается в диапазоне яркостей от черного до белого.

Фирма «Филипс» разработала микросхему видеопроцессора TDA4680, в которой также обеспечивается автоматический баланс белого во всем диапазоне яркости. По цифровой шине I^2C задается соотношение токов в трех прожекторах кинескопа. Для измерения темновых токов используются три следующих друг за другом измерительных импульса. Строки, в которых вводятся измерительные импульсы, зависят от принимаемой системы цветного телевидения (17-, 18- и 19-я строки для систем НТСЦ и ПАЛ-М; 20-, 21- и 22-я — для систем ПАЛ и СЕКАМ). Для измерения токов в белом используется один импульс (20-я строка для НТСЦ и ПАЛ-М; 23-я строка для систем СЕКАМ и ПАЛ). Измерение токов в белом проводится поочередно в каналах *R, G* и *В*. Таким образом, весь цикл измерений занимает 3 поля. Баланс темновых токов осуществляется так же, как и в других микросхемах, т.е. запоминание измеренных токов производится с помощью конденсаторов, а регулировка — с помощью компара-

торов. Обратная связь, которая обеспечивает автобаланс в белом, замыкается через шину I^2C. Измеренные уровни запоминаются в цифровых регистрах. При измерении токов в белом значение измерительного резистора уменьшается примерно в 40 раз. Это позволяет использовать для измерения темновых токов и токов в белом измерительные импульсы одинаковой амплитуды. Более подробно работа микросхемы TDA4680 рассмотрена в гл.10.

7.4. Практические схемы видеоусилителей

Источником сигнала для видеоусилителей обычно служит микросхема матрицы *RGB*. Существует три группы таких микросхем: без входов для сигналов отрицательной обратной связи (например, К174АФ1); с входами обратной связи, но без устройств фиксации уровней черного (TBA530); с входами для обратной связи и с внутренними устройствами фиксации уровней черного (К174АФ5, TDA2530, TDA2532, TDA3500, TDA3501, К174ХА17). Большинство микросхем матриц дает на выходах сигналы *RGB* с положительной полярностью. При этом выходные видеоусилители должны инвертировать сигналы. Матрица К174АФ4 формирует сигналы с отрицательной полярностью. Поэтому видеоусилители, рассчитанные на работу с этой микросхемой, должны сохранять полярность сигналов.

На рис.7.14 приведена электрическая схема видеоусилителя с активной нагрузкой, предназначенного для применения совместно с микросхемой К174АФ4, например в телевизоре УПИМЦТ-61. Сигнал с выхода матрицы через регулятор разма-

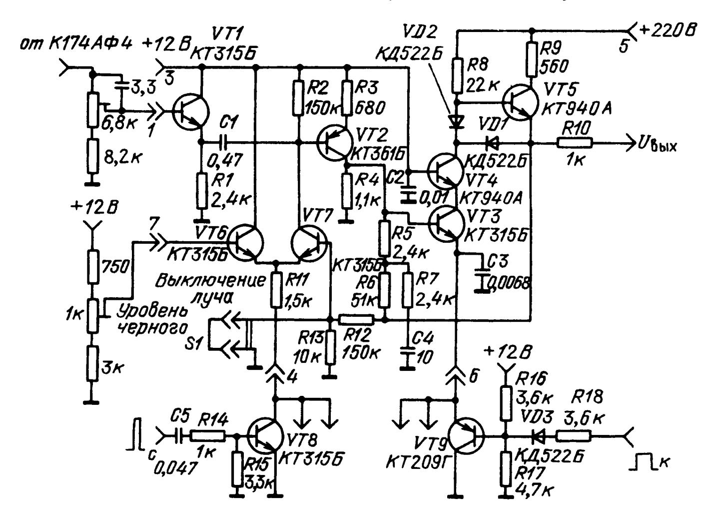


Рис.7.14. Электрическая схема видеоусилителя с активной нагрузкой, предназначенного для работы с микросхемой К174АФ4

ха поступает на базу эмиттерного повторителя *VT1*. Транзистор *VT2* инвертирует сигнал. Выходные каскады собраны на трех транзисторах. Низковольтный высокочастотный транзистор *VT3* включен по схеме с общим эмиттером, а *VT4* — с общей базой. Такое сочетание транзисторов значительно повышает усиление по мощности и улучшает частотные свойства. Кроме диода *VD1*, обеспечивающего разрядку емкости нагрузки, в схему введен диод *VD2*, который уменьшает «ступеньку» в сигнале, возникающую в момент переключения транзисторов, а также несколько сокращает длительность среза импульсов. Диод *VD2* применяют только в усилителях, где коэффициент передачи в петле обратной связи относительно невелик. Отрицательная обратная связь по сигналу образована делителем напряжения *R6, R5, R4*. Корректирующая цепь *R7C4* уменьшает глубину обратной связи на высших частотах полосы пропускания.

Устройство фиксации уровня черного выполнено на дифференциальном усилителе *VT6, VT7*. На базу *VT6* поступает опорное напряжение от потенциометра подстройки баланса белого. На базу *VT7* с делителя *R12, R13* подан выходной сигнал. Дифференциальный усилитель открывается строчными импульсами, подаваемыми на транзистор *VT8*. Если уровень площадки фиксации в сигнале на базе *VT7* не совпадает с напряжением, заданным регулятором баланса белого, происходит перезарядка конденсатора *C1*. Транзистор *VT9* формирует опорное напряжение, необходимое для компенсации постоянной составляющей напряжения на выходе матрицы. Одновременно *VT9* может использоваться как ключ гашения обратного хода развертки по полям. Транзисторы *VT8* и *VT9* — общие для трех видеоусилителей. Усилитель имеет следующие параметры:

Коэффициент передачи	70
Погрешность фиксации уровня черного	≤2%
Неравномерность плоской части импульсов строк и полей	≤2%
Полоса пропускания по уровню −3 дБ при размахе выходного сигнала 100 В	≥6 МГц
Длительность синусквадратичного импульса *2T* по уровню 0,5	<170 нс
Нелинейные искажения выходного сигнала с размахом 100 В при изменении уровня черного от 130 до 170 В	≥4,5%
Мощность, потребляемая от источника 220 В в статическом режиме при уровне черного 170 В	1,4 Вт

Схема видеоусилителя (канал E'_R) с активной нагрузкой, рассчитанного на работу совместно с микросхемой матрицы К174АФ5, показана на рис.7.15. Микросхема имеет специальные входы для сигналов отрицательной обратной связи (выводы *11*, *13* и *15*). Напряжение обратной связи снимается с выхода усилителя через резистивный делитель напряжения *R8R1R5*. Цепь *R9C3* обеспечивает коррекцию в области верхних частот.

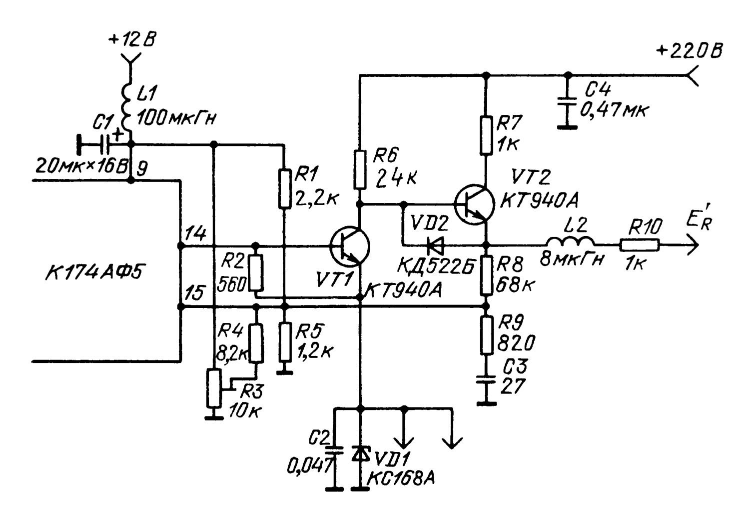


Рис.7.15. Электрическая схема видеоусилителя с активной нагрузкой телевизора ЗУСЦТ

Уровень площадки гашения в выходном сигнале регулируется потенциометром *R3*. В эмиттерные цепи первых каскадов усилителей включен общий стабилитрон *VD1*, компенсирующий постоянное напряжение на выходе *14* микросхемы.

Усилитель имеет следующие параметры:
Номинальный размах выходного сигнала .... 80 В
Погрешность фиксации уровня черного .... < 5%
Неравномерность плоской части импульсов
строк и полей .... < 5%
Длительность синусквадратичного
импульса *2T* по уровню 0,5 .... ≤ 180 нс
Полоса пропускания по уровню −3 дБ
при размахе выходного сигнала 80 В .... ≥ 6 МГц
Нелинейные искажения выходного
сигнала с размахом 80 В .... ≤ 6%

Рассмотрим теперь пример выполнения комплементарного видеоусилителя, работающего в классе В (рис.7.16). Усилитель используется с микросхемой TDA2530 (К174АФ5). Уровень черного в выходном сигнале регулируется резистором *R1*. Диод *VD3* защищает транзистор *VT2* при пробоях в кинескопе, когда напряжение на нагрузке становится больше напряжения питания. Стабилитрон *VD4*, общий для трех видеоусилителей, компенсирует постоянную составляющую на выходах микросхемы.

Видеоусилитель имеет следующие основные параметры:
Максимальный размах выходного сигнала .... 100 В
Полоса пропускания по уровню −3 дБ при
размахе выходного сигнала 100 В .... 4,8 МГц

Полоса пропускания для малого сигнала .... > 7 МГц
Длительность фронта и среза в выходном
сигнале размахом 100 В .... ≤ 120 нс
Нелинейные искажения .... ≤ 4%
Потребляемая мощность при передаче
уровня черного 130 В .... 0,5 Вт

Все микросхемы видеопроцессоров последних выпусков (TDA3505; TDA4580; TDA4680), а также ряд микросхем декоде-

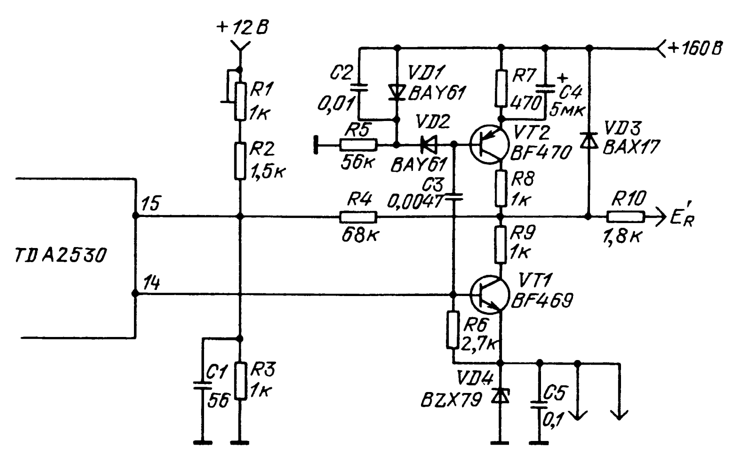


Рис.7.16. Электрическая схема комплементарного видеоусилителя класса В

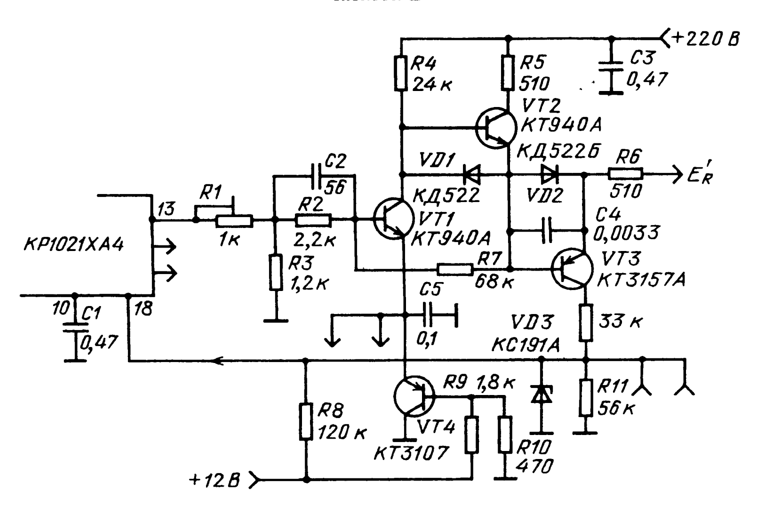


Рис.7.17. Электрическая схема видеоусилителя с автоматической регулировкой темнового тока луча

ров ПАЛ/НТСЦ (КР1021ХА4; TDA3562A; TDA8461) содержат схемы автобаланса темновых токов кинескопа. Поэтому используемые с этими микросхемами видеоусилители должны содержать измерители токов лучей.

В качестве примера на рис.7.17 приведена электрическая схема такого видеоусилителя, работающего совместно с микросхемой КР1021ХА4. Усилительная часть схемы выполнена с активной нагрузкой (*VT1, VT2*). Транзистор *VT3* служит измерителем тока луча. Напряжение с измерительного резистора *R11* поступает через вывод *18* в микросхему КР1021ХА4, обеспечивая зарядку накопительного конденсатора *C1*. Диод *VD2* защищает транзистор *VT3* при коротком замыкании нагрузки. Стабилитрон *VD3* защищает микросхему по выводу *18*. Резистор *R1* служит для регулировки размаха сигнала (баланс белого). Выходы измерителей тока двух остальных видеоусилителей подключены к катоду *VD3*. Эмиттерный повторитель *VT4* компенсирует постоянное напряжение на выходах микросхемы.

Кроме видеоусилителей на дискретных элементах существуют микросхемы видеоусилителей. Отечественной промышленностью выпускалась гибридная микросхема К224УК1, содержащая видеоусилитель одного из каналов *RGB*. Схемотехника ее примерно соответствует рис.7.14. Резисторы нагрузки и обратной связи из микросхемы вынесены.

Фирма «Филипс» серийно выпускает полупроводниковую микросхему одиночного видеоусилителя типа TDA6101. Ее включение показано на рис.7.18. В отличие от К224УК1 она содержит измеритель тока луча, формирующий напряжение $U_{из}$, по-

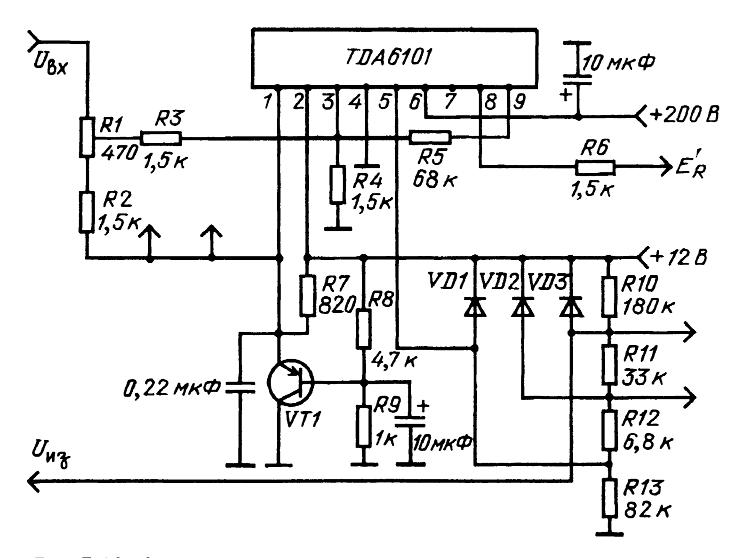


Рис.7.18. Электрическая схема видеоусилителя на микросхеме TDA6101

даваемое на микросхему. Транзистор *VT1* создает общее для трех каналов опорное напряжение. Резистор *R1* служит для установки баланса белого. Три корпуса TDA6101 располагают на плате кинескопа. Микросхема рассчитана на использование совместно с TDA4580 или TDA3505.

Параметры микросхемы TDA6101 соответствуют обычному видеоусилителю на дискретных компонентах:

Максимальное напряжение питания оконечных каскадов	250 В
Максимальное напряжение питания предварительных каскадов	14 В
Напряжение насыщения	≤ 20 В
Полоса пропускания при малом сигнале	≥ 6,5 МГц
Полоса пропускания при большом сигнале	≥ 5 МГц
Время установления сигнала	≤ 55 нс

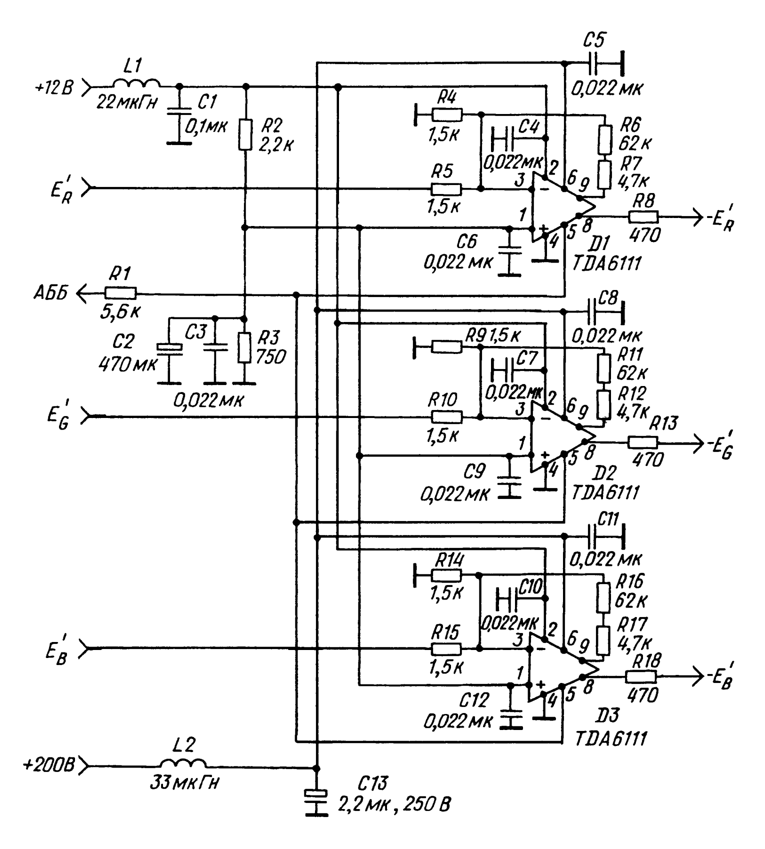


Рис.7.19. Электрическая схема видеоусилителей на микросхемах TDA6111

Микросхема фирмы «Филипс» TDA6111 имеет такую же цоколевку, как TDA6101. Отличие состоит в более широкой полосе пропускания (не менее 20 МГц). На рис.7.19 показана схема платы кинескопа на этих микросхемах для телевизора со 100-герцевой разверткой, в котором полоса пропускания видеоусилителей должна быть расширена в два раза. В качестве видеопроцессора при этом используется микросхема TDA4680, содержащая цепи автобаланса как темновых токов, так и размахов сигналов. Поэтому в видеоусилителях не требуются регуляторы размахов сигналов. Опорное напряжение формируется делителем *R2R3*.

Микросхема TDA6111Q имеет следующие параметры:

Максимальное напряжение питания
выходных каскадов .... 250 В
Максимальное напряжение питания
предварительных каскадов .... 14 В
Мощность рассеивания .... 4 Вт

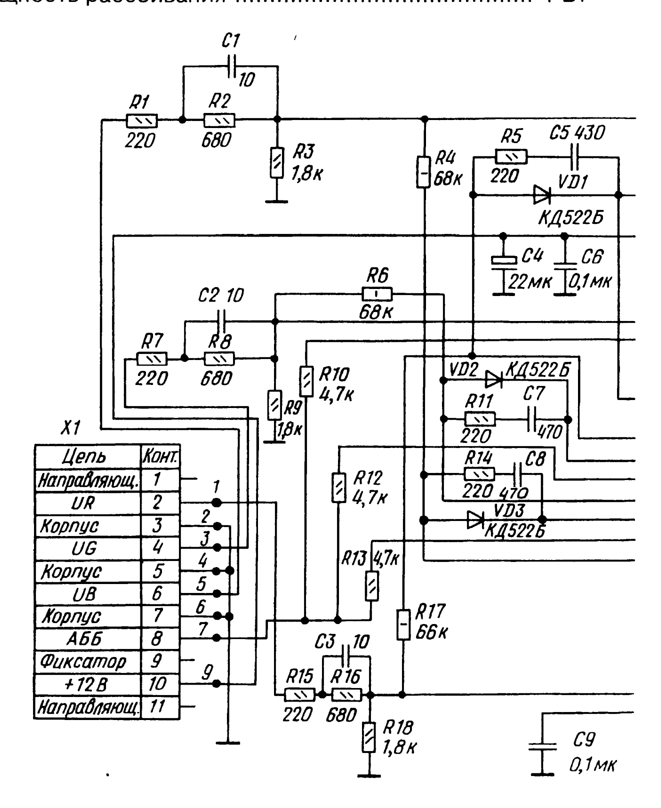
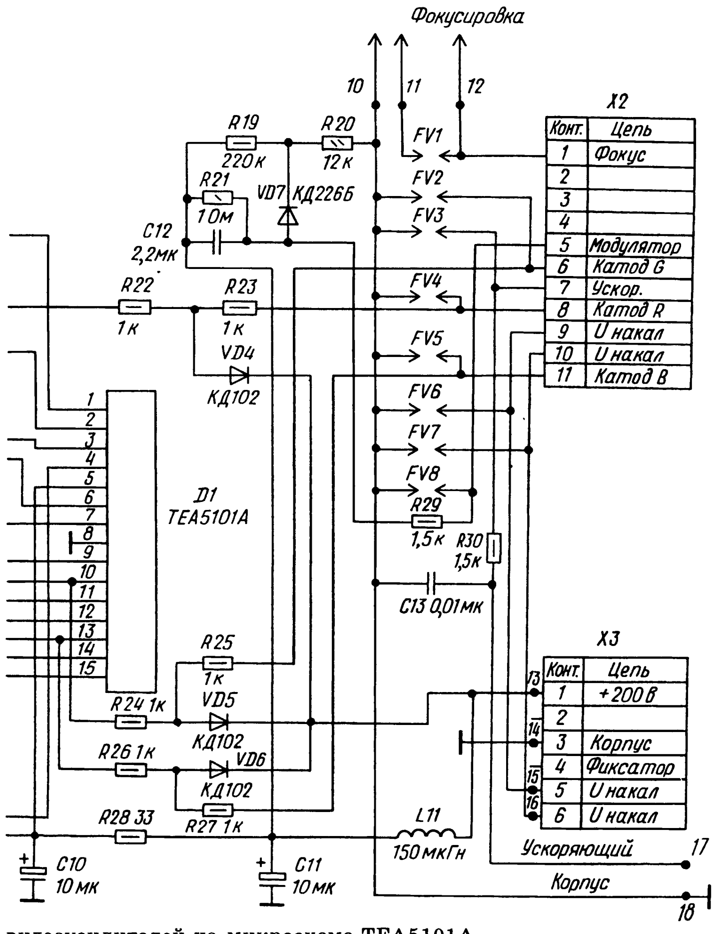


Рис.7.20. Электрическая схема

Напряжение насыщения .... ≤ 20 В
Полоса пропускания при малом сигнале .... ≥ 13 МГц
Полоса пропускания при большом сигнале .... ≥ 10 МГц
Время установления .... ≤ 36 нс

Фирма «Томсон» разработала оригинальную микросхему TEA5101A, которая содержит три видеоусилителя. Они выполнены по технологии БИКМОП, сочетающей биполярные транзисторы в предварительных каскадах с высоковольтными комплементарными МОП-транзисторами в выходных каскадах. Микросхема имеет следующие параметры:



видеоусилителей на микросхеме TEA5101A

Максимальное напряжение питания оконечных каскадов	220 В
Максимальное напряжение питания предварительных каскадов	13,5 В
Максимальные размахи выходных сигналов	130 В
Напряжение насыщения	≤ 15 В
Коэффициент передачи	40
Время установления сигнала	≤ 50 нс
Полоса пропускания при малом сигнале	10 МГц
Полоса пропускания при большом сигнале	7 МГц
Паразитная связь между каналами	≤−20 дБ

На рис.7.20 приведена практическая схема видеоусилителей на этой микросхеме. Схема рассчитана на использование в телевизоре шестого поколения с видеопроцессором TDA4680. Сигналы отрицательной обратной связи поступают на входы видеоусилителей через резисторы *R4, R6* и *R17*. Цепи *R2C1, R8C2* и *R16C3* компенсируют спад АЧХ в области высших частот. Выходные усилительные каскады в микросхеме выполнены в виде комплементарных эмиттерных повторителей на полевых транзисторах с *p*- и *n*-каналами. Для считывания токов лучей используются также полевые транзисторы, входящие в состав микросхемы. Для защиты этих каскадов от разрушения при замыканиях нагрузок на корпус служат диоды *VD1, VD2* и *VD3*. Диоды *VD4, VD5* и *VD6* обеспечивают защиту микросхемы от пробоев в кинескопе. Эту же функцию выполняют разрядники *FV1 — FV8*.

Схема содержит цепь, предотвращающую прожог кинескопа после выключения телевизора. Прожоги вызываются тем, что с выключением телевизора перестают работать блоки разверток, катоды не успевают остыть, а на электродах кинескопа некоторое время сохраняются ускоряющие напряжения. В результате электронные лучи фокусируются в точку в центре экрана и разрушают люминофоры.

Защитная цепь содержит накопительный конденсатор *C12*, включенный между модуляторами кинескопа и источником напряжения +200 В. При включении телевизора конденсатор заряжается через диод *VD7* до напряжения, близкого к напряжению источника. При этом правая обкладка конденсатора заряжается отрицательно по отношению к левой обкладке. При выключении телевизора напряжение на левой обкладке конденсатора уменьшается до нуля, диод *VD7* закрывается, и отрицательный потенциал правой обкладки конденсатора *C12* оказывается приложенным к модуляторам кинескопа, надежно запирая его. Этот режим поддерживается в течение 20 с, что определяется постоянной времени *C12R21*. За это время напряжения на электродах кинескопа успевают снизиться до безопасных значений.

7.5. Устройства отображения в виде плоских экранов

До недавнего времени единственным устройством отображения видеосигнала (если не считать проекционных систем) были кинескопы. Они громоздки, имеют большую массу, для работы требуют высокого анодного напряжения. В последние годы бурное развитие получили устройства отображения в виде плоских панелей. Существует несколько типов таких панелей: газоразрядные, вакуумно-люминесцентные, жидкокристаллические и полупроводниковые на светодиодах.

По ряду параметров, таким как разрешающая способность и размер изображения, плоские панели уже обогнали кинескопы. При изготовлении панелей не требуются дефицитные материалы. Их производство экологически более чистое, чем производство кинескопов. Недостатком плоских панелей продолжает оставаться весьма высокая стоимость (единица площади экрана примерно в сто раз дороже, чем в кинескопах). В дальнейшем этот недостаток будет преодолен, и плоские панели постепенно заменят кинескопы. Уже теперь довольно большое распространение получили малогабаритные телевизоры на жидкокристаллических (ЖК) панелях. Наибольший задел в части ЖК панелей имеет японская фирма «Шарп», которая в 1995 г. выпустила ЖК телевизор LC-104TV1 с диагональю экрана 26,4 см. Кроме телевизоров ЖК панели широко используют в компьютерах, телевизионных видеопроекторах и видеоискателях видеокамер.

По конструкции ЖК панели разделяют на пассивные и активные. Пассивная панель состоит из двух плоскопараллельных стекол, сближенных до расстояния, измеряемого микронами. Между стеклами находится жидкокристаллическое вещество — органическое соединение, близкое по химическому составу к холестерину. Оно изготовляется из отходов мясоперерабатывающей промышленности. Для получения заданного расстояния между стеклами в толщу жидкокристаллического (ЖК) вещества помещено некоторое количество миниатюрных стеклянных цилиндриков с заданным диаметром. На внутренние поверхности стекол методом металлизации нанесены параллельные проводящие полоски. Стекла расположены так, что полоски на одном из них ортогональны полоскам на другом. Горизонтальные полоски на одном стекле называются строковыми, а вертикальные на другом — столбцовыми. Места пересечений строк и столбцов образуют конденсаторы, диэлектриком в которых служит жидкокристаллическое вещество. Известно, что при изменении напряжения, приложенного к такому конденсатору, меняется плоскость поляризации света, проходящего через пластину в месте пересечения выбранного столбца и строки.

Поверх стекол помещены две поляризующие пленки, плоскости поляризации которых повернуты на 90°. ЖК вещество поворачивает плоскость поляризации еще на 90°, и свет сво-

бодно проходит через панель. При подаче на электроды ЖК конденсатора внешнего напряжения меняется структура ЖК вещества, плоскость поляризации поворачивается и прозрачность ячейки уменьшается. Если подать на обкладки ЖК ячеек напряжения, соответствующие отсчетам видеосигнала, можно получить телевизионное изображение, наблюдаемое на просвет. Чтобы получить цветное изображение, на панель наклеивают мозаичный светофильтр, состоящий из чередующихся участков красного, зеленого и синего цветов, выполненный так, что для каждого пересечения столбцов и строк имеется свой миниатюрный светофильтр. Чтобы цветовые точки на изображении не образовывали упорядоченную вертикальную сетку, цвета элементарных фильтров в соседних строках смещены по горизонтали, как это показано на рис.7.21. Для улучшения параметров ЖК панели в каждой точке пересечения строк и столбцов располагают отдельный МОП-транзистор, усиливающий подводимый сигнал. Такая панель называется активной.

Чтобы получить на экране телевизионное изображение, достаточно поочередно выбирать строковые электроды, а к столбцовым подводить соответствующие выборки видеосигналов. Узлы, которые осуществляют эти операции, называются кадровой и строчной развертками ЖК панели. Очевидно, что количество строковых электродов панели для получения полноценного телевизионного изображения должно быть равно числу активных строк в кадре. Отсюда прямая связь между принимаемым телевизионным стандартом и конструкцией ЖК панели. Для стандартов B/G и D/K число строчных электродов должно быть 576 (по 288 на каждое поле). В кадре телевизионного изоб-

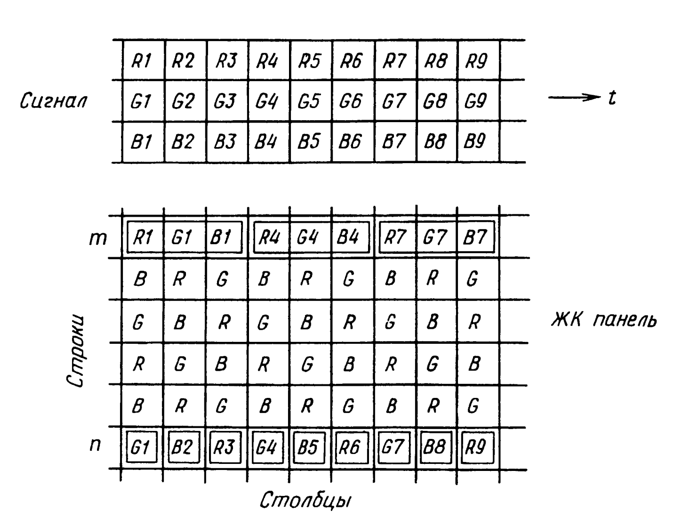


Рис.7.21. Структура фильтра ЖК панели и методы формирования триад

ражения, соответствующего американскому стандарту М, 487 активных строк. Поэтому, чтобы воспроизвести такой сигнал на ЖК панели телевизора ПАЛ/СЕКАМ, необходимо использовать преобразователь стандарта с памятью на поле либо мириться с тем, что геометрия изображения будет нарушена.

В ЖК панелях малого формата число строковых электродов обычно делают равным числу строк в одном поле. При этом оба поля воспроизводятся при помощи одних и тех же элементов экрана, что в два раза снижает разрешение по вертикали.

Развертка изображения по горизонтали в ЖК панеле может осуществляться двумя способами. Можно записать выборки сигнала из целой строки в буферный регистр, переписать в интервале гашения строк в столбцы панели и воспроизводить в течение всего активного интервала следующей строки, записывая тем временем в буфер новую информацию. Можно посылать информацию в столбцы панели поочередно, в реальном масштабе времени.

Устройства разверток выполняются в виде интегральных микросхем, которые располагаются в корпусе панели. Для обеспечения функционирования панели на нее кроме питающих напряжений подают от декодера сигналы *RGB* с размахами около 1 В, которые инвертируются каждое второе поле, а также строчные и кадровые импульсы.

Жидкокристаллическая панель — это светоклапанное устройство. Чтобы изображение стало видимым, позади панели помещают специальную лампу. Обычно это люминесцентная лампа в виде трубки диаметром 6...7 мм, согнутой в виде плоского зигзага. Лампа питается синусоидальным сигналом с частотой в несколько десятков килогерц. В момент запуска амплитуда сигнала должна составлять 600...700 В. После поджига она уменьшается до 200 В. Жидкокристаллическая панель имеет очень малую прозрачность. Поэтому лампа подсветки должна иметь значительную яркость. В результате основная часть мощности, потребляемой телевизором, идет на подсветку.

Для цветной панели существен выбранный метод формирования люминофорных триад. В отличие от кинескопа, где конфигурация триад неизменна, ЖК панель позволяет реализовывать разные методы записи в столбцы панели выборок телевизионного сигнала. Можно образовать триаду, подав на три последовательных столбца составляющие E'_R, E'_G и E'_B одного элемента изображения, как это показано в верхней части рис.7.21 (строка m). При этом число триад по горизонтали будет втрое меньше числа столбцов. Можно существенно повысить горизонтальную четкость, если вообще не формировать триад (нижняя часть рис.7.21, строка n). Для этого в каждый столбец панели записывается составляющая E'_R, E'_G или E'_B соответствующей этому столбцу выборки сигнала. При этом мелкие черно-белые элементы изображения воспроизводятся в виде цветных точек. Однако из-за малых размеров этих точек визуально они воспринимаются неокрашенными. Более крупные детали изображения формируются из соседних элементов нескольких столб-

цов и строк. В результате их цвет получается правильным. Такой метод воспроизведения сигнала втрое повышает четкость по горизонтали.

Кроме возможности повышения четкости достоинствами ЖК панели являются ее малая толщина, что открывает новые возможности для конструирования телевизоров, большой срок службы, отсутствие накала. К недостаткам относятся высокая стоимость, зависимость яркости от угла, под которым наблюдают изображение.

Ряд зарубежных фирм, главным образом японских (например, «Касио»), выпускают портативные цветные телевизоры на ЖК панелях с диагональю 6...10 см. Такая панель стоит около 100 долл. С увеличением размера панели ее стоимость резко возрастает. Так, цветные, активные ЖК панели для портативных компьютеров Notebook с диагональю около 20 см стоят более 2000 долл. Появились сообщения, что фирмой «Шарп» разработана и готовится к выпуску телевизионная ЖК панель с диагональю 54 см. Отечественное предприятие «Платан» разработало и подготавливает серийный выпуск ЖК панелей с диагональю 10 см.

Ведутся интенсивные работы и над другими типами телевизионных панелей, например электролюминесцентными.

Можно ожидать, что в ближайшем будущем выпуск телевизоров с плоским экраном будет расширяться.

Глава 8
Коррекция четкости

8.1. Коррекция четкости в канале яркости

В цветных телевизорах применяют корректирующие цепи, которые уменьшают длительность фронтов сигналов и тем самым при ограниченной полосе частот канала повышают визуально воспринимаемую четкость изображения. Обычно коррекция осуществляется раздельно в канале яркости и в цветоразностных каналах.

Разработано значительное количество апертурных корректоров сигнала яркости, в том числе адаптивных, используемых в основном в профессиональной аппаратуре (см., например, [8.1]). В аналоговых цветных телевизорах обычно применяют простейшие апертурные корректоры, в которых производится суммирование задержанного сигнала и его производной. Пример такого решения показан на рис.8.1.

Сигнал подводится к базе *VT1* через дифференцирующую цепь *C1R2*. При прохождении скачка сигнала на базе выделяется положительный импульс, который инвертируется транзистором. Получающийся при этом отрицательный импульс суммируется в коллекторной цепи с входным сигналом, задержанным звеном задержки на длительность фронта. В результате время установления выходного сигнала сокращается, а форма переходного процесса становится симметричной, с верхним и нижним выбросами.

Более совершенный корректор применен в микросхеме TDA4670. Его функциональная схема приведена на рис.8.2. Корректор представляет собой аналоговый трансверсальный фильтр

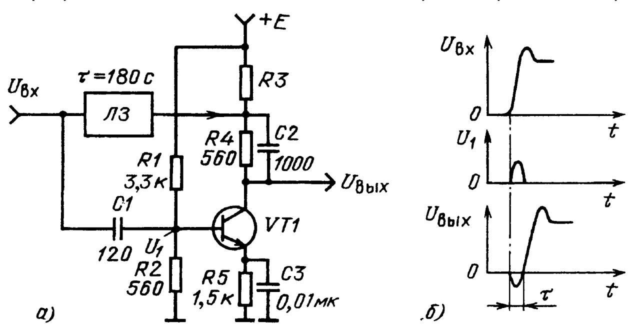


Рис.8.1. Аналоговый корректор четкости:
а — электрическая схема; б — эпюры сигналов

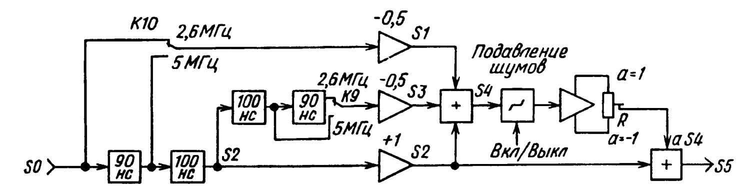


Рис.8.2. Функциональная схема апертурного корректора микросхемы TDA4670

и содержит два переключаемых звена задержки, умножители на коэффициенты и два сумматора. Переключая время задержки, изменяют положение максимума АЧХ. Максимум на частоте 5 МГц устанавливается при приеме телевизионных программ. При воспроизведении видеозаписи по стандарту *VHS* максимум смещают на частоту 2,6 МГц. Составим выражения для сигналов в контрольных точках фильтра:

$$S2 = S0 \cdot z^{-1};$$

$$S4 = S0 \cdot z^{-1} - 0{,}5 \cdot S0 \cdot z^{-2} - 0{,}5 \cdot S0;$$

$$S5 = S2 + a \cdot S4 = -\frac{a}{2} S0 + (1+a) S0 \cdot z^{-1} - \frac{a}{2} S0 =$$

$$= -\frac{a}{2} S0 + (1+a) S0 (\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau) - \frac{a}{2} S0 (\cos 2\omega\tau - j\sin 2\omega\tau) =$$

$$= S0 \left[\cos\omega\tau (1 + a - a\cos\omega\tau) - j\sin\omega\tau (1 + a + a\cos\omega\tau)\right] =$$

$$= S0 \left[(1 + a - a\cos\omega\tau)(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau)\right].$$

Отсюда

$$|A(\omega)| = |1 + a - a\cos\omega\tau|. \tag{8.1}$$

Регулируя a с помощью потенциометра R, можно менять форму амплитудно-частотной характеристики, как это показано на рис.8.3. В состав корректора входит нелинейное звено, подавляющее шумы при малых амплитудах сигнала. Все регулировки в микросхеме осуществляются по цифровой шине I²C.

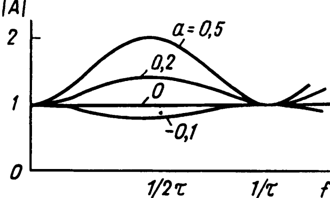


Рис.8.3. АЧХ апертурного корректора микросхемы TDA4670

В телевизорах с дискретной обработкой сигнала апертурные корректоры выполняют в виде нерекурсивных фильтров с линейной ФЧХ. Пример схемного решения такого корректора [8.2] показан на рис.8.4,*а*.

Передаточная функция корректора имеет вид:

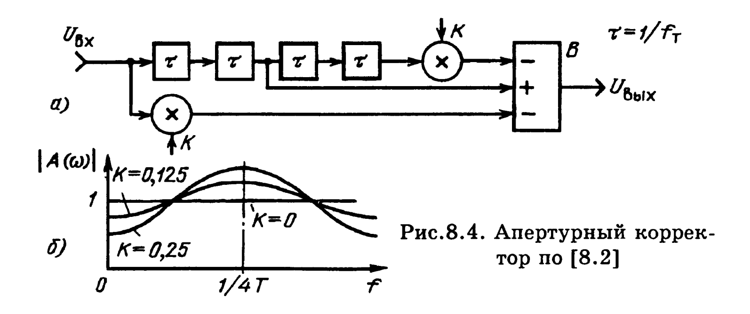


Рис.8.4. Апертурный корректор по [8.2]

$$A(z) = z^{-2} - K - K \cdot z^{-4}$$

или в комплексной плоскости частот:

$$A(\omega) = \left(1 - 2K \cdot \cos 2\omega\tau\right) e^{-j2\omega T}. \qquad (8.2)$$

Модуль АЧХ (рис.8.4,*б*) имеет форму инвертированной косинусоиды, касательной к линии $|A(\omega)| = 1$. Максимальный подъем АЧХ получается на частоте f_{max} = 1/4*T*. При $f_т$ = 13,5 МГц $f_{max} = f_т/4$ = 3,375 МГц. Фазочастотная характеристика корректора линейна: $\varphi(\omega) = 2\omega\tau$. Меняя *K*, можно регулировать подъем в АЧХ. Недостаток корректора — зависимость коэффициента передачи по постоянному току от *K*. Кроме того, корректор содержит два регулируемых умножителя на коэффициенты.

Эти недостатки устранены в схеме апертурного корректора, показанной на рис.8.5,*а* [8.3].

Передаточная функция корректора в комплексной плоскости *z* может быть представлена следующим образом:

$$A(z) = \left(1 + K\right) z^{-2} - 0{,}5K\, z^{-4} - 0{,}5K.$$

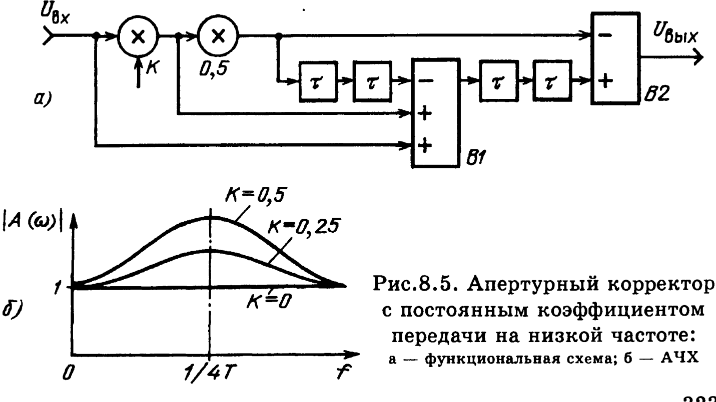


Рис.8.5. Апертурный корректор с постоянным коэффициентом передачи на низкой частоте:
а — функциональная схема; б — АЧХ

Подставляя $z^{-n} = e^{-jn\omega T}$, получаем

$$A(\omega) = \left[1 + K\left(1 - \cos 2\omega\tau\right)\right]e^{-j2\omega T}. \qquad (8.3)$$

При $f = 0$ $A(\omega) = 1$ независимо от значения коэффициента K. Как и в первом варианте корректора, подъем АЧХ получается на частоте $f_{max} = 1/4T$.

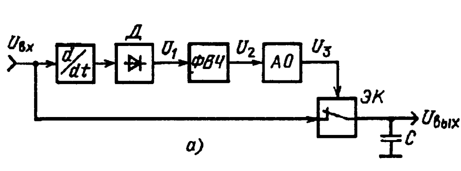
Регулируется только один умножитель на коэффициент.

Дискретный апертурный корректор может быть выполнен цифровым или аналоговым на приборах с зарядовой связью в качестве звеньев задержки.

8.2. Коррекция четкости в каналах цветоразностных сигналов

Относительно малая ширина спектра цветоразностных сигналов приводит к тому, что длительность цветовых переходов ПАЛ и НТСЦ составляет около 0,5 мкс. Это заметно понижает цветовую четкость. Значительно больше затянуты цветовые переходы СЕКАМ.

Корректор цветовой четкости входит в состав микросхем TDA4560, TDA4565 (отечественный функциональный аналог — К174ХА27), TDA4566 и TDA4670. Устройство корректора поясняет рис.8.6 [8.4]. Входной цветоразностный сигнал $U_{вх}$, имеющий переходы разной длительности, поступает на нормально замкнутый ключ ЭК и дифференцирующую цепь. После дифференцирования сигнал детектируется двухполупериодным выпрямителем Д. На месте переходов получаются импульсы положительной полярности, амплитуды которых пропорциональны крутизне фронтов цветоразностного сигнала (U_1 на рис.8.6,*б*). Импульсы пропускают через фильтр верхних частот ФВЧ и ограничивают в звене АО по уровню $U_к$. При этом формируются прямоугольные импульсы U_3, размыкающие ключ ЭК. Конденсатор C



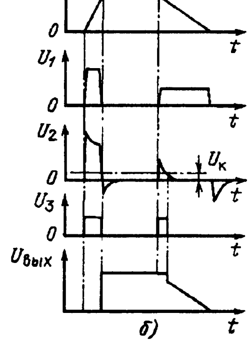


Рис.8.6. Корректор цветовой четкости микросхемы TDA4560:
а — функциональная схема;
б — эпюры сигналов

образует вместе с ЭК цепь выборки и хранения, на выходе которой поддерживается уровень сигнала, соответствующий моменту размыкания ключа. Получается сигнал $U_{вых}$, длительность переходов в котором сокращена. Переход в выходном сигнале совпадает по времени с окончанием перехода во входном сигнале. Этот сдвиг ($\Delta\tau$ на рис.8.6,*б*) компенсируется дополнительной задержкой сигнала яркости. Длительность медленных цветовых переходов (срез импульса $U_{вх}$ на рис.8.6,*б*), определяющихся сюжетом изображения, не меняется.

Рассмотренное устройство сокращает длительность цветовых переходов в сигналах ПАЛ и НТСЦ с 400...500 до 150 нс. Однако в том случае, когда принимается сигнал СЕКАМ, корректор не обеспечивает необходимого повышения цветовой четкости при передаче сюжетов с большой насыщенностью цвета.

Причина искажений состоит в том, что в кодере СЕКАМ ограничиваются выбросы на цветовых переходах между насыщенными цветами (звено АО1 на рис.1.21), что вызывает значительное (до 1,8 мкс) затягивание переходного процесса в канале цветности приемника. Корректор четкости в TDA4560 не может в полной мере компенсировать такое затягивание. Поэтому в канале цветности СЕКАМ до КНП целесообразно использовать дополнительные корректоры, восстанавливающие в цветоразностных сигналах срезанные на передающей стороне выбросы и сокращающие тем самым длительность переходов насыщен-

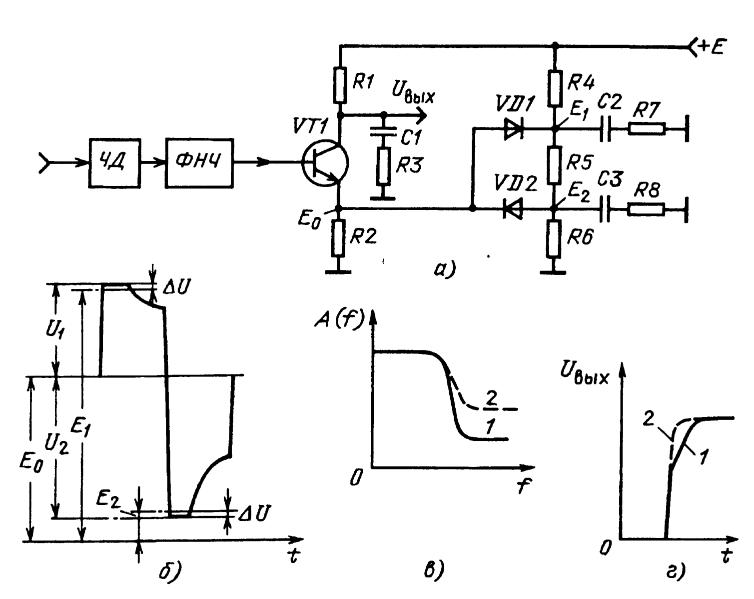


Рис.8.7. Адаптивный корректор низкочастотных предыскажений: а — электрическая схема; б — сигнал на эмиттере VT1; в — изменение сквозной АЧХ; г — формы сигнала на выходе корректора

ных цветов в сигналах на выходах КНП с 1,7 ..1,8 до 0,6...0,8 мкс. Тогда в качестве второй ступени коррекции может использоваться микросхема TDA4560, уменьшающая длительность переходных процессов, как и в системе ПАЛ, до 150 нс.

Впервые восстановитель ограниченных выбросов цветоразностных сигналов СЕКАМ, совмещенный с КНП, был предложен в [8.5]. Электрическая схема этого устройства приведена на рис.8.7,*а*. Усилительный каскад на транзисторе *VT1* гальванически связан через ФНЧ с выходом частотного детектора ЧД.

К коллектору *VT1* подключен фильтр коррекции низкочастотных предыскажений *R3C1*. На эмиттере *VT1* выделяется цветоразностный сигнал, показанный на рис.8.7,*б*: U_1 и U_2 — это амплитуды сигнала, соответствующие уровням ограничения выбросов; E_0 — уровень черного в сигнале. Номиналы резистивного делителя *R4R6* выбраны так, что напряжение E_1 несколько меньше, чем $E_0 + U_1$, а $E_2 > E_0 - U_2$. Когда мгновенное значение сигнала на эмиттере *VT1* превышает E_1 или становится меньше E_2, открываются диоды *VD1* или *VD2*, подключая к эмиттеру *VT1* цепи *C2R7* или *C3R8*. При этом коэффициент передачи каскада в области верхних частот повышается. Устройство работает как адаптивный КНП, АЧХ которого имеет два фиксированных значения (графики *1, 2* на рис.8.5,*в*). Если в обычном КНП из-за ограничения выброса в сигнале происходит скол фронта выходного сигнала (график *1* на рис.8.7,*г*), то рассматриваемая схема заметно уменьшает эти искажения (график *2* на рис.8.7,*г*).

Глава 9.

Устройства памяти на поле и кадр и их применение в цветном телевизоре

9.1. Особенности цифровых устройств видеопамяти

Память на поле позволяет повысить качество цветного изображения, а также расширить потребительские возможности, даваемые телевизором (например, получение на экране дополнительных изображений). Устройство памяти может строиться с использованием серийных корпусных микросхем или на специальной СБИС. При тактовой частоте 13,5 МГц в активном интервале строки (52 мкс) умещается 702 отсчета. Поскольку поле содержит 288 активных строк, для запоминания восьмиразрядного сигнала яркости требуется 702 · 288 · 8 = 1,617 Мбит. При формате 4:1:1 цветоразностные сигналы передаются с тактовой частотой 3,375 МГц. Тогда при разрядности 6 требуется 175,5 · 2 · 288 · 6 = 0,606 Мбит. Общий объем памяти составляет около 2,2 Мбит. Если использовать серийные динамические ЗУПВ, такие как К565РУ5 (64 Кбит), то требуется 38 корпусов. Из-за низкого быстродействия этих микросхем необходимо применять многократное распараллеливание информации. Объем памяти при этом не увеличивается. Схемное решение распараллеливающего устройства для одного из разрядов показано на рис.9.1.

Цифровой сигнал поступает на вход сдвигового регистра СР. На восьмом тактовом импульсе после заполнения сдвигового регистра происходит перезапись информации в параллельный регистр ПР, с которого она подается в устройство ЗУПВ. Скорость прохождения сигнала через ЗУПВ снижается в 8 раз.

В [9.1] рассмотрена конструкция специализированного видео-ЗУ, разработанного фирмой «Шарп» (Япония). Блок-схема видео-ЗУ показана на рис.9.2. Его основу составляют два ЗУ на поле ЗУ1 и ЗУ2, каждое из которых содержит 360 шестиразрядных параллельных регистров длительностью 263 бита. Входной сигнал поступает на шестиразрядный буферный регистр БР1, затем четные и нечетные отсчеты разделяются мультиплексором МП в два последовательно-параллельных регистра записи Р1, Р2. Во время обратного хода по строке сигналы переписываются из регистров в запомина-

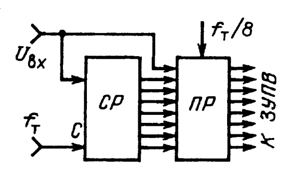


Рис.9.1. Схема распараллеливания информации в восьми каналах

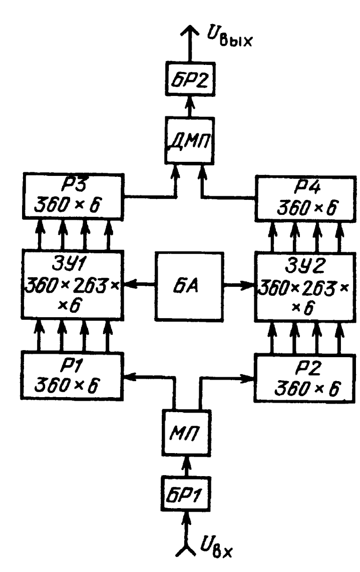


Рис.9.2. Функциональная схема специализированного видео-ЗУ фирмы "Шарп"

ющие устройства ЗУ1, ЗУ2, перемещаются в параллельных регистрах вверх, переносятся в регистры считывания Р3, Р4 и с помощью демультиплексора ДМП преобразуются в выходной шестиразрядный сигнал, который считывается с буферного регистра БР2. Запоминающие устройства управляются блоком адресации БА.

Фирма «Филипс» в 80-х годах разработала специализированное телевизионное ЗУ типа SAA9001 [9.2]. Оно содержало не ЗУПВ, а сдвиговые регистры на ПЗС. На каждый разряд сигнала использовался отдельный корпус. Объем памяти каждой микросхемы 317,52 кбит, что составляло 312,5 строк по 1016 элементов в каждой.

Чтобы снизить требования к быстродействию ПЗС, применялась последовательно-параллельно-последовательная организация памяти, схематично показанная на рис.9.3.

Запоминающее устройство состоит из входного и выходного быстродействующих сдвиговых регистров СР и параллельных регистров ПР с меньшим быстродействием; сдвиговые регистры содержат вдвое больше электродов, чем число отсчетов в строке.

За время активного интервала строки входной сдиговый регистр заполняется информацией. Заряды хранятся под каждым четным или под каждым нечетным электродом в зависимости от номера строки. В период обратного хода по строке заряды переносятся в параллельные регистры. Длина этих регистров должна соответствовать числу строк в поле (312,5), а время прохождения зарядов равно периоду кадровой разверт-

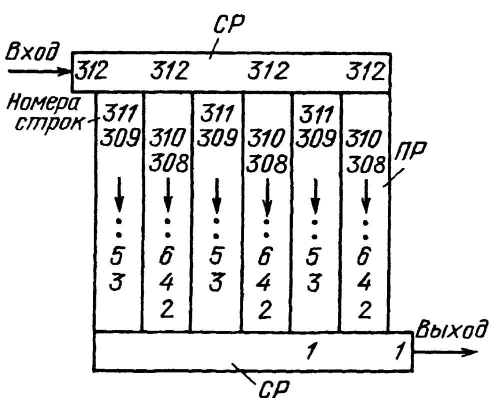


Рис.9.3. Принцип устройства ЗУ SAA9001

ки (20 мс). Столь низкое быстродействие упрощает выполнение памяти. Прошедшие в нижний сдвиговый регистр заряды выводятся во внешнюю цепь и образуют задержанный сигнал.

Фирмой «Сименс» разработана микросхема памяти SDA9251, которая используется как основа блока повышения качества изображения. Микросхема имеет трехпортовую архитектуру и объем 312×64×16×4=868352 бита. Она содержит 64 параллельно включенные матрицы. Каждая матрица состоит из 212 строк, содержащих по 64 столбца. Строки и столбцы матриц могут независимо адресоваться. Для увеличения потока данных используется преобразование четырехбитовых данных на входе и двух выходах из параллельных в последовательные. Шестнадцать тактов четырехбитового сигнала обрабатываются в микросхеме как четыре такта 16-разрядного сигнала. За время, пока заполняется входной регистр, в микросхеме проходит четыре цикла обработки: два считывания с тактовой частотой 27 МГц, одно считывание с тактовой частотой 13,5 МГц и запись новой информации из входного регистра. Это повышает быстродействие памяти в 16 раз. Три сдвиговых регистра, входящие в состав микросхемы, обеспечивают независимую работу входа и двух выходов.

В последние годы в связи с быстрым развитием компьютерной техники разработаны двух- и даже трехпортовые ЗУ, которые с успехом могут использоваться для обработки видеосигнала. Так, фирма Texas Instrument серийно выпускает двухпортовое ЗУ типа TMS4C1070. Оно имеет организацию 256 кбит × 4 и обеспечивает независимые режимы записи и считывания. Микросхема содержит счетчики строк и столбцов и не требует внешних устройств для генерирования адресов.

Микросхемы памяти с подобными параметрами выпускаются и другими фирмами, например «Тосиба» и «Сони».

9.2. Методы использования видео-ЗУ в телевизоре

Устройства памяти большой емкости достаточно широко применяются в современных цветных телевизорах. Они устраняют недостатки, присущие чересстрочной развертке (блок повышения качества изображения) или создают новые потребительские возможности (устройство «Кадр в кадре» и модуль телетекста).

9.2.1. Блок повышения качества цветного изображения

Существуют способы дополнительной обработки телевизионного сигнала с использованием памяти на поле и строку, которые позволяют, не меняя телевизионный стандарт, повысить качество цветного изображения, создаваемого приемником. Коротко рассмотрим эти способы.

Преобразование стандарта воспроизведения. Чересстрочная развертка с частотой полей 50 Гц создает выраженную строчную структуру изображения. Это вызвано тем, что к моменту появления изображения второго поля яркость изображения первого поля успевает заметно снизиться. При большой яркости возникает мерцание изображения. Значительны искажения на участках с горизонтальной и наклонной структурой. Чтобы уменьшить искажения, преобразуют сигнал так, чтобы длительность строки сократилась в 2 раза. Соответственно вдвое увеличивают скорость строчной развертки. Простейший способ такого преобразования — использование двух памятей на строку ЗУС1, ЗУС2 (рис.9.4). В то время как очередная строка записывается в ЗУС1 с нормальной скоростью, предыдущая строка дважды считывается из ЗУС2. В следующий строчный интервал запись производится в ЗУС2, а считывание — из ЗУС1. В результате число строк в каждом поле удваивается, что устраняет строчную структуру изображения и уменьшает мерцание яркости. При этом сохраняются чересстрочное разложение и искажения наклонных линий. Более совершенный метод — преобразование чересстрочного воспроизведения в прогрессивное. Основным элементом такого преобразователя является память на поле.

Одна из возможных схем преобразователя [9.3] показана на рис.9.5,*а*. Основу преобразователя составляет память на поле ЗУП. Чтобы упростить требования к быстродействию ЗУП, пре-

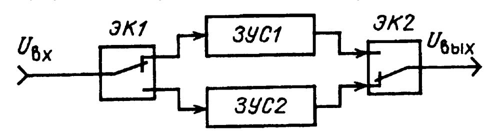


Рис.9.4. Преобразователь стандарта воспроизведения с двумя ЗУ на строку

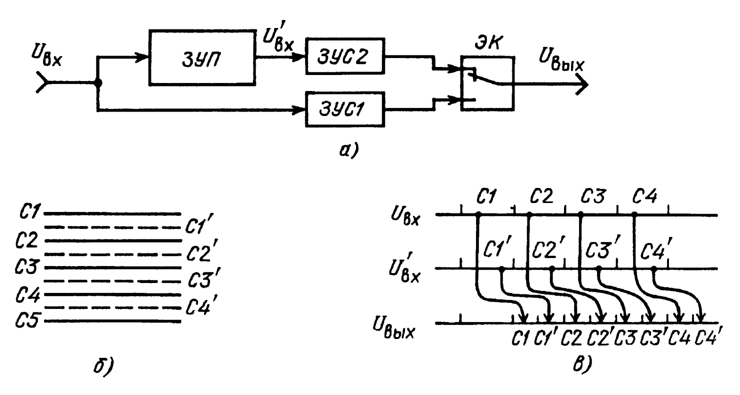


Рис.9.5. Преобразователь стандарта воспроизведения с памятью на поле:

а — функциональная схема; б — чередование строк в двух смежных полях исходного сигнала; в — получение сигнала с прогрессивным разложением

образование стандарта воспроизведения осуществляется двумя памятями на строку — ЗУС1 и ЗУС2. Строка принимаемого поля *С1* и строка предшествующего поля *С1'*, считанная из ЗУП, выполняющего функции устройства задержки на поле, записываются в ЗУС1 и ЗУС2, а затем поочередно считываются с удвоенной скоростью (рис.9.5,*в*).

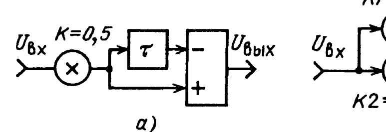
В результате два поля исходного чересстрочного изображения воспроизводятся за время 1/50 Гц = 20 мс как одно поле с прогрессивным разложением. При этом устраняется не только мерцание яркости и строчная структура, но и искажения наклонных линий.

Работа преобразователя нарушается, если воспроизводится движущееся изображение. Так как на передающей стороне сигнал формируется как чересстрочный, смещение изображения за время смены полей вызывает искажения на экране телевизора. Чтобы уменьшить искажения, преобразователь делают адаптивным к движению. Специальный детектор движения при воспроизведении движущихся объектов уменьшает составляющие сигнала, соответствующие предыдущему полю.

В настоящее время наибольшее распространение получили преобразователи, обеспечивающие переход к стандарту воспроизведения 625/100/2:1, при котором сохраняется чересстрочная развертка, но частота полей увеличивается с 50 до 100 Гц. При использовании однопортовых ЗУ при этом требуются две памяти на поле. В то время как в одну из памятей записывается текущее поле, из другой дважды воспроизводится предшествующее. Такой алгоритм обработки обозначается *А-А-В-В*. Так как чересстрочность обработки сохранена, не требуется детектор движения. Увеличение вдвое частоты полей полностью устраняет мерцание участков изображения с большой яркостью. Если использовать двухпортовое ЗУ, то рассмотренную обработку сигнала можно осуществить с одной памятью на поле.

Применение преобразователя стандарта воспроизведения усложняет выполнение строчной развертки и видеоусилителей, полоса пропускания которых должна быть увеличена в 2 раза.

Разделение сигналов яркости и цветности. В гл.5 рассмотрены вертикальные разделительные фильтры с применением устройств памяти на строку. Разделять сигналы яркости и цветности можно, используя корреляцию сигналов, относящихся к смежным полям или кадрам, т.е. разнесенных во времени. Такая фильтрация получила наименование временной. Для создания временных разделительных фильтров необходимы устройства памяти на поле или на кадр. Используются фильтры первого и второго порядка. Фильтр первого порядка для выделения сигнала цветности (рис.9.6,*а*) содержит одно устройство памяти. Его гребенчатая передаточная характеристика (рис.9.7,*а*) имеет форму модуля синусоиды $A(\omega) = 2K\left|\sin(\pi f T)\right|$. Частоты подавления отстоят друг от друга на интервалы $\Delta f = 1/T$ (50 Гц при использовании памяти на поле и 25 Гц — с памятью на кадр).



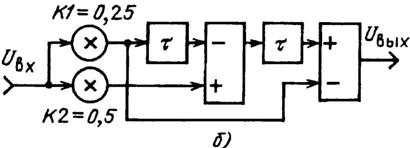


Рис.9.6. Функциональные схемы временных разделительных фильтров:
а первого порядка; б второго порядка

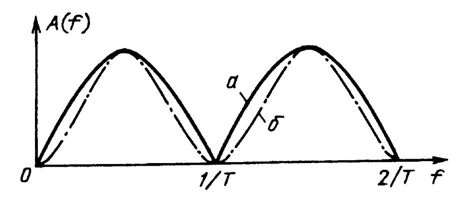
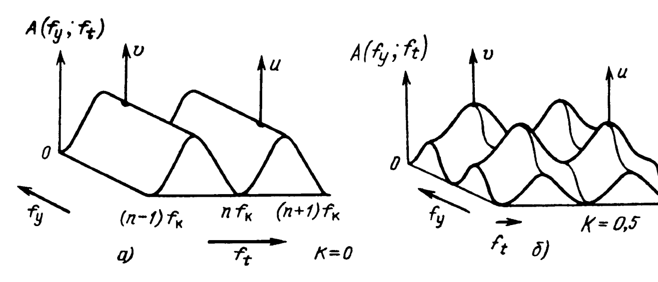


Рис.9.7. Амплитудно-частотные характеристики временных разделительных фильтров:
а — первого порядка; б — второго порядка

Фильтр второго порядка (рис.9.6,*б*) позволяет расширить зоны подавления сигнала. Его одномерная передаточная характеристика $A(\omega) = 0{,}5\left|\left[1 + \sin(2\pi f T)\right]\right|$ — это синусоида, касательная к оси частот (рис.9.7,*б*).

В пространственно-временной системе координат АЧХ временного разделительного фильтра второго порядка, который содержит два ЗУ на кадр, имеет вид поверхности с синусоидальным сечением, образующие которой параллельны оси f_y.



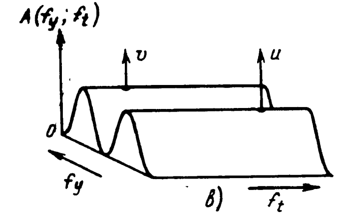


Рис.9.8. Амплитудно-частотные характеристики адаптивного разделительного фильтра

На рис.9.8,*а* показана форма АЧХ временного фильтра ПАЛ второго порядка для выделения сигнала цветности с двумя памятями на кадр. Сопоставление этого рисунка с вертикально-временным изображением спектра сигнала ПАЛ показывает, что фильтр подавляет составляющие сигнала яркости и выделяет спектральные составляющие *U* и *V* сигнала цветности.

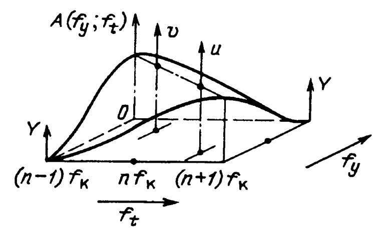


Рис.9.9. Амплитудно-частотная характеристика вертикально-временного фильтра ПАЛ

Возможна более простая конструкция разделительного фильтра ПАЛ, в котором используются два устройства задержки на 313 строк (одно поле плюс 0,5 строки). Так как задержка каждого ЗУ превышает на 0,5 строки одно поле, пространственно-временная АЧХ фильтра принимает форму поверхности с сечением, соответствующим функции $|1+\sin x|$, образующие которой повернуты на 45° по отношению к осям f_y, f_t (рис.9.9). Фильтры такого типа называются пространственно-временными.

Временные и пространственно-временные фильтры эффективно разделяют составляющие яркости и цветности, в том числе и на горизонтальных переходах, если изображение неподвижно.

При воспроизведении движущихся сцен нарушается корреляция между сигналами в соседних полях и кадрах, поэтому использование фильтра приводит на таких сюжетах к понижению четкости. Чтобы устранить этот недостаток, используют адаптивный разделительный фильтр, в состав которого входят вертикальный и временной фильтры, а также управляющий ими детектор движения ДД. Функциональная схема такого устройства показана на рис.9.10. Если изображение неподвижное, коэффициент $K = 0$ и используется только временной фильтр, характеристика которого имеет вид, как на рис.9.8,*а*. С появлением в сюжете движущихся деталей коэффициент *K* увеличива-

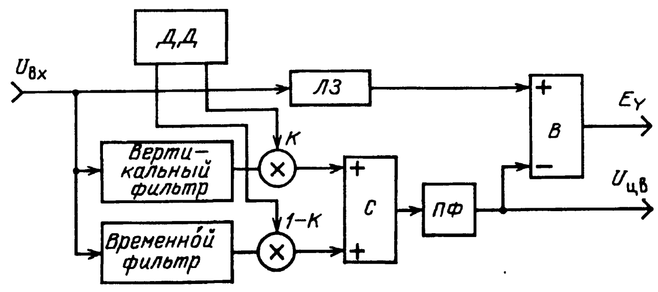


Рис.9.10. Адаптивный вертикально-временной разделительный фильтр

Таблица 9.1

Номер строки	Номер поля	
	I	II
1 313	(B-Y)0	(B-Y)π
2 314	(R-Y)0	(R-Y)π
3 315	(B-Y)π	(B-Y)0
4 316	(R-Y)0	(R-Y)π

ется до значений $0 < K < 1$. В результате совместно работают временной и вертикальный фильтры, создавая АЧХ, подобную показанной на рис.9.8,*б*. При интенсивном движении объекта $K = 1$, и в схему оказывается включенным только вертикальный фильтр. Амплитудно-частотная характеристика принимает форму, показанную на рис.9.8,*в*.

Вертикально-временной фильтр может использоваться для разделения сигналов яркости и цветности СЕКАМ [9.4]. В табл.9.1 показано чередование сигналов цветности в соседних строках и полях, предусмотренное действующим стандартом СЕКАМ. Из таблицы видно, что сложение сигналов двух соседних полей обеспечивает подавление составляющих цветности, если совмещается 2-я строка 1-го поля с 314-й строкой второго, 3-я строка первого поля с 315-й — второго и т.д. Так как поле содержит 312,5 строк, для точного совмещения сигналов двух смежных полей необходима задержка, составляющая 1 поле + 0,5 строки, т.е. рассматриваемый фильтр относится к вертикально-временному типу.

Если сигналы соседних полей подать на вычитатель, то выделится сигнал цветности, а составляющие яркости будут подавлены.

Функциональная схема разделительного фильтра СЕКАМ показана на рис.9.11. Полосовой фильтр ПФ1 (рис.9.11) выделяет из полного сигнала участок спектра, где передается сигнал цветности. Звено КВП корректирует высокочастотные предыскажения. Затем сигнал переводится в цифровую форму с помощью аналого-цифрового преобразователя АЦП и подается на вход вычитателя В1 непосредственно и через устройство задержки ЗУ на время $t = t_п + t_с/2$, где $t_п$ и $t_с$ — интервалы поля и строки.

Сигнал цветности с выхода вычитателя В1 преобразуется с помощью ЦАП в аналоговую форму, проходит полосовой фильтр ПФ2, подавляющий гармоники и комбинационные частоты, и в фильтре ВП подвергается высокочастотным предыскажениям. При вычитании этого сигнала из полного сигнала на выхо-

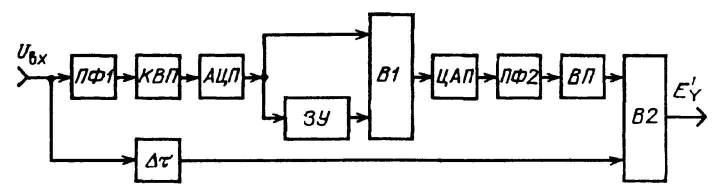


Рис.9.11. Функциональная схема гребенчатого фильтра СЕКАМ с памятью на поле

де вычитателя В2 получается сигнал яркости с подавленными цветовыми составляющими. Как уже говорилось, наличие режектора в канале яркости кодера СЕКАМ снижает эффективность разделительных фильтров.

Подавление шумов. Для подавления в видеосигнале шумов раздельно складывают сдвинутые на поле яркостный и цветоразностные сигналы. Если изображение неподвижно, полезные сигналы увеличиваются, а некоррелированные шумы ослабляются. При воспроизведении подвижного изображения полезный эффект снижается..

Работу шумоподавителя поясним на примере микросхем SAA9001 и SAA9010 фирмы «Филипс»; SAA9001 — это ранее рассмотренная память на поле, а SAA9010 — процессор улучшения качества изображения, выпускавшийся в 80-е годы. Упрощенная функциональная схема соединения этих БИС в режиме подавления шумов показана на рис.9.12. Микросхема SAA9010 содержит вычитатель В1, умножитель на коэффициент K, который формируется с помощью ПЗУ, управляемого от детектора движения ДД, и сумматор С1. Микросхемы образуют рекурсивный фильтр первого порядка.

Определим передаточную функцию фильтра в плоскости z:

$$U_{\text{вых}} = U_2 + U_{\text{вых}}\, z^{-1}\ ;\ U_2 = K\,U_1;\ U_1 = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}\, z^{-1}.$$

Решая эти уравнения, получаем

$$U_{\text{вых}} = \frac{K\,U_{\text{вх}}}{1-z^{-1}} - \frac{K\,U_{\text{вых}} z^{-1}}{1-z^{-1}}.$$

$$\text{или}\quad U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{K}{1-(1-K)z^{-1}}. \qquad (9.1)$$

При $K = 1$ $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$, и фильтр не влияет на сигнал. С уменьшением K увеличивается доля сигнала из предшествующего поля.

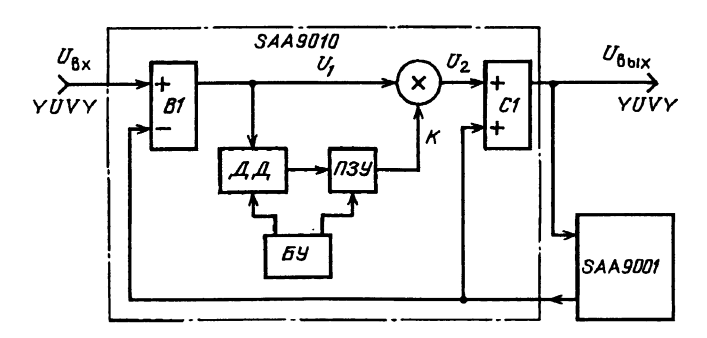


Рис.9.12. Функциональная схема SAA9010 в режиме подавления шумов

На вход фильтра поступает мультиплексированный сигнал, в котором чередуются отсчеты сигнала яркости и цветоразностных сигналов по закону *Y, U, V, Y, U, V*,... с тактовой частотой 20,25 МГц. Поэтому компоненты *Y* взаимодействуют с задержанными на поле компонентами Y': U — с U' и V — с V'. Чем интенсивнее движение, тем ближе к 1 устанавливается значение *K*.

Остановка изображения. Такой режим обеспечивают рассмотренные микросхемы SAA9001, SAA9010, если коэффициент *K* сделать равным 0.

Регулировка *K* в данном случае производится с помощью блока управления БУ. В режиме $K = 0$ блокируется прохождение сигнала со входа, а ранее записанный в память SAA9001 сигнал непрерывно рециркулируется, обеспечивая получение на экране неподвижного изображения.

Изменение формата изображения. Современные цветные телевизоры высокого класса выпускаются как на обычных кинескопах с форматом изображения 4:3, так и на «широкоэкранных» кинескопах с форматом 16:9. Такие кинескопы позволяют воспроизводить широкоэкранные фильмы без черных полос в верху и в низу растра (вертикальная четкость при этом получается, в отличие от телевизора ПАЛ-плюс, пониженной). В большинстве случаев в таких телевизорах предусматривается возможность изменять размер изображения так, чтобы обычный кадр 4:3 мог вписываться в рамку либо по горизонтали (с отсечением верхней и нижней частей), либо по вертикали. При этом часть растра оказывается свободной и туда можно помещать дополнительные изображения. Функция изменения размера изображения есть и в дорогих телевизорах с форматом 4:3. Здесь появляется возможность вписывать широкоформатное изображение в рамку по вертикали, что исключает черные полосы, но отсекает части изображения справа и слева.

Регулировать размер изображения можно, воздействуя на блоки разверток. Это относительно легко сделать для регулировки размера по вертикали. Однако изменение размера по строке вызывает изменение ускоряющего напряжение и расфокусировку кинескопа. Разработаны микросхемы, которые позволяют менять ширину изображения, не воздействуя на строчную развертку. Фирма «Филипс» выпускает аналоговую микросхему SAA4981, которая включается между каналом цветности и матрицей *RGB* и позволяет без искажений воспроизводить изображение формата 4:3 на кинескопе 16:9. Микросхема содержит шесть регистров задержки на строку, выполненных на коммутируемых конденсаторах (по два регистра на каждый из каналов *Y, U* и *V*). В один из двух регистров информация записывается, а из второго — считывается. Меняя тактовую частоту считывания, можно менять размер изображения по горизонтали. Сжатое по горизонтали изображение может располагаться в центре строк или быть сдвинутым к левому или правому краю экрана.

Фирма «Сименс» разработала цифровой процессор обработки сигналов SDA9280, в котором наряду с другими функциями

предусмотрена возможность регулируемого изменения формата изображения. Регулировка осуществляется по шине I^2C.

Рассмотренные дополнительные обработки видеосигнала в современных телевизорах высокого класса осуществляются в специальном блоке, который называется блоком повышения качества цветного изображения (БПК, или featurebox). Обычно в таком блоке производится преобразование частоты полей с 50 до 100 Гц, подавление шумов и уменьшение мерцания вертикальных переходов (мерцания строк).

В Европе две фирмы выпускают микросхемы для БПК — это «Филипс» и «Сименс».

Концепция фирмы «Филипс». Фирмой «Филипс» разработаны высококачественные телевизионные АЦП TDA8708 и TDA8709. Оба восьмиразрядные с максимальной тактовой частотой 32 МГц. В них уменьшено количество компараторов и увеличено отношение сигнал-шум (так называемые АЦП сверточного типа). Предусмотрена возможность автоматической регулировки амплитуды аналогового сигнала так, что используется весь раствор входной характеристики АЦП. Между исполнительным каскадом АРУ и собственно АЦП включается внешний фильтр нижних частот, уменьшающий погрешности дискретизации. Для БПК выпускаются микросхемы SAA4940 (подавитель шумов), SAA4950 (контроллер памятей) и SAA7158 (подавитель строчных мерцаний).

На рис.9.13 показана упрощенная функциональная схема БПК фирмы «Филипс» [9.5]. На вход БПК поступает 12-разрядный цифровой сигнал (восемь разрядов — сигнал яркости и четыре разряда — мультиплексированные компоненты *UV*). Формат этого сигнала 4:1:1. Тактовая частота 13,5 МГц. Сигнал получается специальной обработкой компонент *UV* после АЦП.

В БПК используются две памяти на поле: ЗУП1 для преобразования частоты полей и ЗУП2 для подавления шумов. Обычно применяют двухпортовые памяти TMS4C1070, которые были

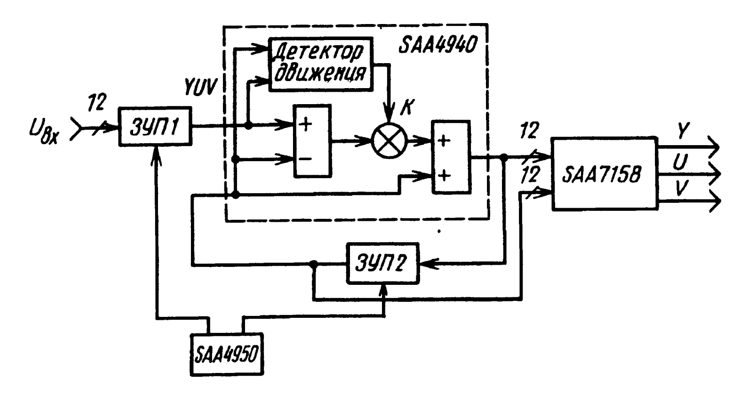


Рис.9.13. Упрощенная функциональная схема блока повышения качества изображения "Филипс"

рассмотрены выше. Поскольку требуемый объем памяти 702 × × 287 × 12 = 2420108 бит, каждое ЗУП содержит три корпуса микросхем. Входной сигнал записывается в ЗУП1 через первый порт с тактовой частотой 13,5 МГц, а считывается из второго порта с тактовой частотой 27 МГц, что и обеспечивает удвоение частоты полей. Преобразованный сигнал поступает в рекурсивный фильтр, образованный микросхемой SAA4940 и ЗУП2. Работа этого фильтра ничем не отличается от ранее рассмотренного устройства с микросхемами SAA9001 и SAA9010. Передаточная функция фильтра соответствует выражению (9.1). Алгоритм фильтра во временной области имеет вид $U_{вых}(t) = K\,U_{вх}(t) + (1-K)U_{вых}(t-\tau)$.

При K = 1 входной сигнал без изменений проходит на выход. Если K = 0, то фильтр переходит в режим «замороженного» изображения. При этом происходит рециркуляция, и на выход поступает только информация, ранее записанная в память ЗУП2. При K = 0,5 складываются отсчеты составляющих Y, U и V принимаемого изображения и изображения, записанного при прохождении предыдущего поля. При неподвижном сюжете обеспечивается не только подавление шумов, но и ослабление перекрестных искажений между сигналами яркости и цветности. Детектор движения сравнивает сигналы соседних полей и, если они отличаются, увеличивает коэффициент K до 1.

Сигналы с выхода подавителя шумов поступают в микросхему SAA7158, где осуществляются демультиплексирование цифрового потока, цифровая фильтрация яркостного и цветоразностных сигналов и преобразование этих сигналов в аналоговую форму. Возможны разные режимы фильтрации — усреднение сигналов двух строк или медианная фильтрация. Сущность медианной фильтрации состоит в том, что каждый пиксель выходного сигнала формируется из медианных отсчетов входных сигналов. Используются отсчеты A, C из двух смежных строк одного поля и отсчет B из предыдущего поля. Если значения трех отсчетов разные, медианный алгоритм использует отсчет со средним значением. Если два отсчета одинаковы, то используется один из них:

$$A \le B \le C \quad \text{или} \quad A \ge B \ge C \qquad U_{вых} = B\,.$$

Преимущество такой обработки состоит в том, что в отличие от усреднения сохраняются фронты и сколы импульсов без смазывания и в то же время подавляется строчное мерцание. Пусть, например, значения отсчетов в смежных строках одного поля составляют:

строка n	9-9-7-5-3-3-3-3;
строка n+1	9-9-9-9-7-5-3-3.
В предыдущем поле	9-9-9-7-5-3-3-3.

В результате усреднения отсчетов строк n и (n+1) получаем 9-9-8-7-5-4-3-3.

Произошло существенное затягивание фронта. Если же провести медианную фильтрацию трех групп отсчетов, то длительность фронта сохранится: 9–9–9–7–5–3–3–3.

Концепция «Филипс» предусматривает различные модификации выполнения блока повышения качества, в том числе упрощенный, в котором нет рекурсивного фильтра подавления шумов, а вместо микросхемы SAA7158 используется SAA7165, не содержащая медианного фильтра.

Концепция фирмы «Сименс». На рис.9.14 приведена функциональная схема блока повышения качества изображения Сименс» [9.6]. Для дискретизации сигналов используется строенный АЦП SDA9205. АЦП обрабатывает три независимых сигнала, в данном случае *Y, U, V*. После дискретизации предусмотрено кодирование цифровой информации для получения разных форматов. В рассматриваемом случае на выходах формируется 12-разрядный цифровой поток *YUV* с форматом 4:1:1, т.е. в каждом такте с частотой 13,5 МГц передается одно 8-разрядное слово *Y* и по два разряда сигналов *U* и *V*. За четыре такта передается по одному слову сигналов *U* и *V*.

Цифровые сигналы поступают на процессор изображения SDA9290. Эта микросхема содержит процессор повышения качества в виде рекурсивного временно́го фильтра, уменьшающего шумы и искажения кроссколор, и процессор мультиизображения, обеспечивающий также сканирование тюнера. В качестве ЗУ рекурсивного фильтра используются три корпуса микросхемы SDA9251, адресация которых осуществляется контроллером SDA9220. Коэффициент рекурсивного фильтра меняется сигналом от детектора движения.

Быстродействие и особенности адресации микросхемы SDA9251 позволяют обеспечить функции подавления шумов и удвоение частоты полей с использованием не двух, а всего лишь

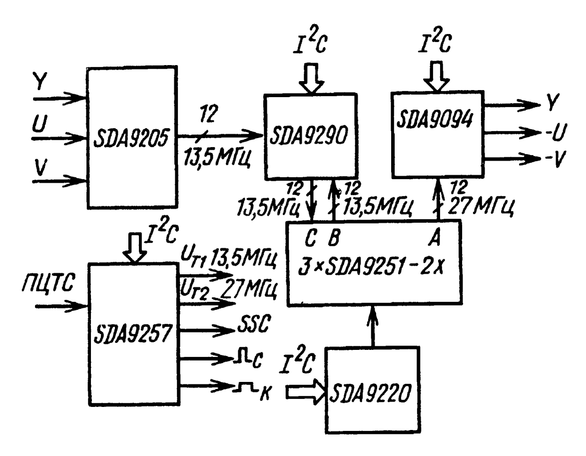


Рис.9.14. Функциональная схема блока повышения качества изображения на микросхемах фирмы "Сименс"

одного ЗУ на поле, включающего в свой состав три корпуса SDA9251 (общий объем памяти 3×868352=2605056 бит). На вход *C* микросхем памяти поступает записываемая информация с тактовой частотой 13,5 МГц. С выхода *B* снимаются данные с тактовой частотой 13,5 МГц, обеспечивая замыкание петли обратной связи рекурсивного фильтра подавления шумов. Наконец, с порта *A* считывается содержащаяся в памяти информация с тактовой частотой 27 МГц, что обеспечивает удвоение частоты полей. Полный цикл работы микросхемы состоит из четырех подциклов:

1) считывание с порта *A*;
2) считывание с порта *B*;
3) считывание с порта *A*;
4) запись через порт *C*. (Быстродействие ЗУ SDA9251 настолько велико, что на ее основе могут строиться узлы декодера ТВЧ.)

Обработанные в блоке повышения качества сигналы проходят в микросхему выходного интерфейса. Фирмой «Сименс» разработаны две микросхемы, выполняющие функции выходного интерфейса. Более простая — SDA9094. В этой микросхеме осуществляются управляемая по шине I^2C задержка сигнала яркости, демультиплексирование и интерполяция цветоразностных сигналов, а также перевод всех сигналов в аналоговую форму с помощью трех ЦАП. Тактовые сигналы формируются микросхемой SDA9257.

Более совершенная микросхема выходного интерфейса — SDA9280. Она позволяет обрабатывать сигналы с разным форматом данных — от наиболее простого 4:1:1 (восемь разрядов для сигнала яркости и четыре разряда для мультиплексированных цветоразностных сигналов) до формата 4:4:4 (три восьмиразрядных сигнала, образующих 24-разрядную шину). В TDA9280 предусмотрены цифровые схемы обострения переходов как в сигнале яркости, так и в цветоразностных сигналах. Микросхема позволяет преобразовывать формат кадра. При воспроизведении изображения с форматом 4:3 на кинескопе 16:9 ширина изображения может уменьшаться так, что сохраняется формат 4:3. С другой стороны, при воспроизведении широкоэкранного изображения на кинескопе 4:3 появляется возможность исключить темные полосы в верхней и нижней частях растра. При этом срезаются участки изображения справа и слева. Изменение активного интервала строки достигается с помощью цифровых памятей на строку, входящих в состав микросхемы. Формат изображения меняется, если тактовая частота при считывании сигнала из памяти на строку отличается от тактовой частоты при записи сигнала в память.

Рассмотрим построение видеоканала телевизора с БПК. Для декодирования сигнала целесообразно использовать аналоговую СБИС TDA9141 (рис.9.15). Сигналы *Y, U, V* с ее выходов переводятся в цифровую форму. Для этого можно применить три АЦП TDA8709 с последующим преобразованием двух 8-разрядных сигналов *U* и *V* в мультиплексированный 4-разряд-

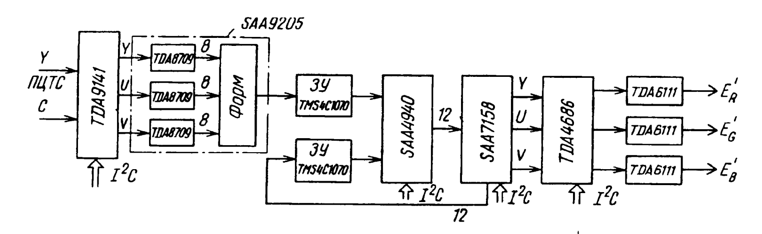


Рис.9.15. Функциональная схема видеоканала телевизора с БПК

ный сигнал, который вместе с сигналом яркости передается по единой 12-разрядной шине. Вместо этого можно применить строенный АЦП SDA9205 фирмы «Сименс». В качестве ЗУ на поле можно использовать ЗУПВ TMS4C1070 фирмы Texas Instrument с организацией 256K × 4. На каждое ЗУ потребуется по три корпуса этих микросхем. Функции подавления шумов выполняет микросхема SAA4940. В микросхеме SAA7158 осуществляются медианная фильтрация сигнала яркости, интерполяция цветоразностных сигналов и преобразование всех сигналов в аналоговую форму. Оперативные регулировки и матрицирование сигналов *RGB* производятся в аналоговом видеопроцессоре TDA4686, обеспечивающем полосу пропускания по каналу сигнала яркости > 14 МГц. Три широкополосных видеоусилителя TDA6111 формируют видеосигналы с размахами, необходимыми для модуляции масочного кинескопа.

9.2.2. Устройство «кадр в кадре»

Устройство «кадр в кадре» (PIP) позволяет получить на экране телевизора одно или несколько дополнительных изображений уменьшенного размера. В качестве источников сигналов для PIP используются дополнительный радиоканал, видеомагнитофон, видеодиск или телевизионная камера [9.7, 9.8]. Кроме PIP в телевизорах с кинескопом формата 16:9 применяют так называемый POP («кадр вне кадра»), когда одно или несколько малых изображений при приеме телевизионного сигнала обычного формата располагаются на неиспользуемых участках растра за пределами основного изображения.

В основе PIP и POP лежит использование устройств памяти на строку и поле и цифровая обработка сигнала. Требуемый объем памятей зависит от числа дополнительных изображений и их форматов. Наиболее прост в выполнении черно-белый PIP. Кроме существенного сокращения объема полевой памяти при этом исключается цветовой декодер и упрощаются входные цепи.

Использование в PIP памяти на поле позволяет создавать ряд спецэффектов: неподвижный кадр, мозаичное изображение (за счет уменьшения разрядности), зум-эффект, получение нескольких неподвижных фаз одного из изображений, режим

яркостного ключа, когда сквозь малое изображение видны наиболее яркие участки основного изображения, и т.д.

Коротко рассмотрим особенности основных узлов PIP.

Входное устройство. Входное устройство включает в себя аналоговую часть и АЦП. На вход поступают сигналы *RGB* или *YUV* от нескольких источников. (Использование сигналов *YUV* предпочтительно, так как позволяет сократить объем памяти.) Выходной сигнал — цифровой. Для выбора источника сигналов необходим электронный коммутатор. Возможны два основных пути выполнения входного устройства: 1) выбранная группа аналоговых сигналов мультиплексируется и поступает на вход одиночного АЦП; 2) используются три АЦП, раздельные для каждой компоненты входных сигналов. При этом не требуется мультиплексор. Дискретизация сигналов *YUV* с помощью трех АЦП позволяет по сравнению с мультиплексированием и использованием одиночного АЦП снизить тактовую частоту. Пусть в варианте с тремя АЦП на АЦП сигнала яркости поступает тактовая частота 13,5 МГц, т.е. первоначально формируются 702 пикселя сигнала яркости, число которых сокращается после горизонтальной фильтрации. Если вместо этого применить одиночный АЦП с предварительным мультиплексированием сигналов, то для формата 4:2:2 сигнал на входе АЦП будет иметь вид

$$Y1;\ U1;\ Y2;\ V1;\ Y3;\ U2;\ Y4;\ V2;\ldots$$

Чтобы частота повторения компонент *Y* сохранилась равной 13,5 МГц, частота следования мультиплексированных компонент, т.е. тактовая частота одиночного АЦП, должна быть увеличена в два раза — до 27 МГц, что существенно усложняет требования к АЦП.

Вводимое и основное изображения практически всегда асинхронны. Поэтому в канале PIP требуются автономный синхроселектор и формирователь сигнала SSC.

Малое изображение, как правило, составляет 1/4 или 1/3 по ширине и высоте от основного (1/16 или 1/9 по площади). Последний формат удобнее с точки зрения упрощения дальнейшей обработки. Активный интервал строки основного изображения составляет 52 мкс. Если использовать для дискретизации стандартную тактовую частоту 13,5 МГц, то для составляющей яркости на длине активного интервала строки уложится 52·13,5=702 пикселя. Для формата PIP 1/3 максимальное число пикселей малого изображения равно 702/3=234, а для формата 1/4 — 175. Разрядность АЦП обычно составляет 5 или 6. Число отсчетов в строке малого изображения может быть уменьшено. Но тогда абсолютная четкость на малом изображении будет меньше, чем на основном.

Узел фильтров. Если сокращение числа отсчетов сделать непосредственно в АЦП уменьшением тактовой частоты, то на изображении появятся муары и возникнет мерцание при воспроизведении вертикальных линий. Поэтому дискретизацию целесообразно выполнять на стандартной тактовой частоте, а уменьшение формата изображения осуществлять после АЦП

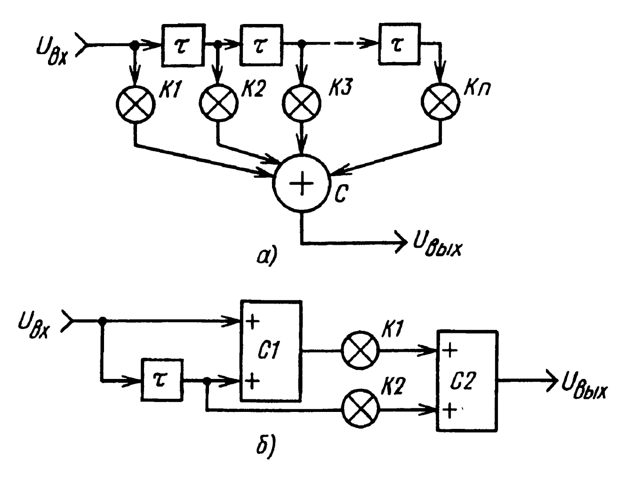


Рис.9.16. Варианты функциональной схемы трансверсального фильтра:

а — стандартная; б — с уменьшенным числом умножителей

усреднением нескольких отсчетов (трех — для сжатия изображения в 3 раза и четырех — для уплотнения вчетверо). Для этого используют трансверсальный фильтр с соответственно выбранными коэффициентами (рис.9.16). Алгоритм такого фильтра имеет вид

$$U_{вых}(t) = K1 \cdot U_{вх}(t) + K2 \cdot U_{вх}(t-\tau) + ... + K_n \cdot U_{вх}\left[t-(n-1)\tau\right].$$

Для уплотнения сигнала втрое достаточно двух звеньев задержки, а значения коэффициентов обычно выбирают следующими: $K1 = K3 = 0,25$; $K2 = 0,5$. При этом коэффициент передачи фильтра равен 1, что исключает переполнение. Однако если воспроизводится вертикальная сетка, различие в яркостях ее линий может быть двухкратным. С этой точки зрения удобнее фильтр с одинаковыми коэффициентами $K1 = K2 = K3$.

Аналогичным образом проводится уплотнение информации по вертикали. Число строк в активной части поля малого изображения при его масштабе 1/3 сокращается с 287,5 до 95. Чтобы предотвратить мерцание горизонтальных линий, необходим вертикальный фильтр, в котором складываются с определенными весовыми коэффициентами отсчеты соседних строк. При этом требуются два ЗУ на строку. Для упрощения вертикального фильтра его выполняют рекурсивным. Устройство такого фильтра показано на рис.9.17. Фильтр содержит умножители на коэффициенты $K1$ и $K2$, сумматор С, одно устройство задержки τ на строку и два электронных коммутатора ЭК1 и ЭК2. Коммутаторы переключаются сигналами от блока управления БУ. Цикл обработки составляет три строки. В интервале первой строки ЭК1 и ЭК2 находятся в положении *1*. При этом $U' = K1 \cdot U1$;

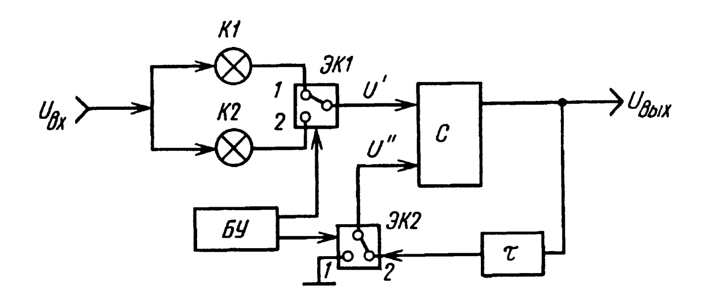


Рис.9.17. Вертикальный рекурсивный фильтр

$U'' = 0$; $U_{вых} = K1 \cdot U1$. Во второй строке оба коммутатора переводятся в положение *2*. При этом $U' = K2 \cdot U2$; $U'' = K1 \cdot U1$; $U_{вых} = K1 \cdot U1 + K2 \cdot U2$. Наконец, в третьей строке ЭК1 устанавливают в положение *1*, а ЭК2 — в положение *2*. При этом $U' = K1 \cdot U3$; $U'' = K1 \cdot U1 + K2 \cdot U2$; $U_{вых} = K1 \cdot U1 + K2 \cdot U2 + K1 \cdot U3$. На выходе фильтра выбирают сигналы, соответствующие каждой третьей строке. Если $K1$ = 0,25; $K2$ = 0,5, рекурсивный фильтр эквивалентен трансверсальному с коэффициентами $K1$ = 0,25; $K2$ = =0,5; $K3$ = 0,25.

Рекурсивным может быть выполнен и горизонтальный фильтр. Поскольку вертикальный фильтр включен после горизонтального, объем ЗУ на поле при масштабе малого изображения 1/3 можно сократить в 9 раз по сравнению со стандартным видео-ЗУ. При масштабе 1/4 объем ЗУ сокращается в 16 раз.

Организация устройств памяти. Память PIP обычно состоит из строчного буфера и ЗУ на поле. Память на строку может включаться до ЗУ на поле или после него. В последнем случае упрощаются требования к быстродействию полевой памяти, так как запись и считывание из нее производятся с одинаковой относительно низкой скоростью.

При тактовой частоте АЦП 13,5 МГц, масштабе малого изображения 1:3 и разрядности 6 объем полевой памяти для сигнала E_Y составит 234×95×6=22230×6=133 кбит.

Можно, разумеется, уменьшить тактовую частоту АЦП и соответственно сократить число пикселей в строке малого изображения, а значит, и объем полевой памяти (так и поступают большинство телевизионных фирм). При этом абсолютное разрешение на малом изображении будет меньше, чем на основном.

Объем полевой памяти, отводимой на цветоразностные сигналы, зависит от выбранного формата сигнала. При мультиплексировании входных сигналов с форматом 4:2:2 объем ЗУ для записи цветоразностных сигналов составит

$$2 \times 117 \times 95 \times 6 = 22230 \times 6 = 133 \text{ кбит.}$$

При этом полный объем памяти равен 44460×6=266 кбит.

Чаще используют формат 4:1:1, что уменьшает объем памяти для сигналов *UV* до 11115×6=66,69 кбит при общем объеме памяти 200 кбит. Поэтому использование варианта PIP с сигналами *YUV* и форматом 4:1:1 позволяет уменьшить объем памяти в два раза по сравнению с вариантом *RGB*.

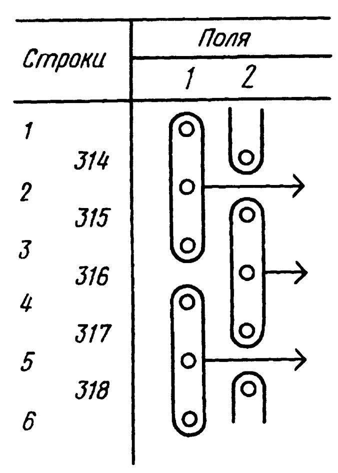


Рис.9.18. Тактирование вертикального фильтра в четных и нечетных полях

Рассчитанные объемы ЗУ относятся только к одному полю изображения. Часто для упрощения PIP ограничиваются записью только четных или нечетных полей. Если же используются оба поля, то тактирование вертикального фильтра должно осуществляться так, чтобы обеспечить равномерное чередование строк четных и нечетных полей дополнительного изображения. Пример правильного тактирования показан на рис.9.18. Для управления тактированием необходим детектор четности, определяющий, какое поле проходит в данный момент.

В настоящее время в Европе три фирмы серийно выпускают микросхемы PIP — это «Филипс», «Сименс» и «ИТТ-Интерметалл». (В книге не рассматриваются микросхемы PIP азиатских фирм, например «Тошиба».) Микросхемы PIP обычно изготовляются по субмикронной технологии КМОП.

Комплект микросхем PIP фирмы «Филипс» включает АЦП с аналоговой периферией типа TDA8706, контроллер PIP SAB9070 и внешнее ЗУ на поле [9.9]. Особенность комплекта — использование мультиплексированного сигнала *YUV*, одиночного АЦП и внешней наращиваемой памяти на поле. При этом в аналоговом декодере цветности может быть исключена линия задержки на строку, так как ее функции выполняет микросхема PIP. На рис.9.19 показана функциональная схема PIP. Так как большинство современных декодеров цветности, например TDA4650, рассчитаны на включение после них устройства задержки в виде регистров ПЗС или коммутируемых конденсаторов, в режиме «СЕКАМ» амплитуды выходных цветоразностных сигналов увеличиваются в два раза по отношению к режимам ПАЛ и НТСЦ. В канале PIP декодер используется без ЛЗ. Поэтому в режимах ПАЛ и НТСЦ число разрядов цифрового сигнала цветности будет на один меньше, чем в режиме СЕКАМ. Чтобы исключить этот дефект и выровнять амплитуды цветоразностных сигналов в режимах СЕКАМ и ПАЛ/НТСЦ, между декодером и АЦП включены управляемые усилители Y_u и Y_v,

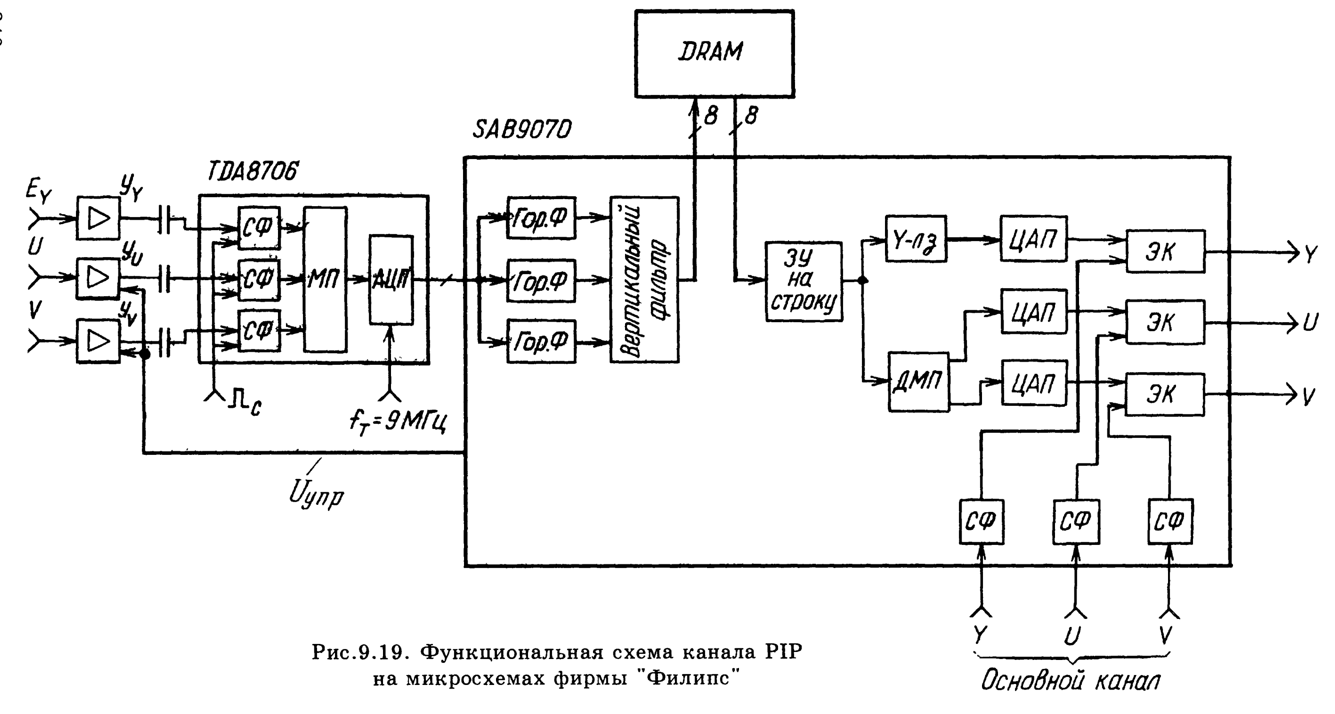


Рис.9.19. Функциональная схема канала PIP
на микросхемах фирмы "Филипс"

на которые от микросхемы SAB9070 подан специальный сигнал $U_{упр}$. В режиме СЕКАМ коэффициенты передачи усилителей составляют 1, а в режимах ПАЛ и НТСЦ — 2.

На входы TDA8706 поступают сигналы *YUV* вводимого изображения. Сигналы проходят каскады фиксации уровней черного и поступают на мультиплексор, где формируется последовательность *Y*, *U*, *V*, поступающая на 6-разрядный АЦП, который тактируется частотой 9 МГц. Получается цифровой поток данных, в котором составляющая яркости имеет полосу 2,25 МГц, а составляющие цветоразностных сигналов — полосы 1,25 МГц.

Этот цифровой поток поступает на контроллер PIP SAB9070. Составляющие *Y* и *UV* разделяют и пропускают через ФНЧ. Затем компоненты сигнала проходят горизонтальные фильтры, где усредняются три последующих пикселя с весами 1; 2; 1. Получается 234 отсчета сигнала E_Y и по 39 отсчетов сигналов *U* и *V*. С учетом отсчетов, отводимых на рамку, остается 192 отсчета E_Y и по 32 отсчета *U* и *V*. Сигналы проходят вертикальный фильтр с коэффициентами 1; 2; 1. Формируются (с учетом рамки) 80 активных строк малого изображения.

Сигналы записывают во внешнюю память на поле. Формат сигнала, подаваемого на ЗУ, показан на рис.9.20. Сигнал имеет восемь разрядов, из которых шесть отведено на сигнал яркости. За шесть тактов сигнала яркости передается всего по одному такту сигналов *U* и *V* (формат 6:1:1). Отсюда относительно низкая цветовая четкость малого изображения, создаваемого комплектом «Филипс».

Для записи двух малых изображений требуется 256 кбит внешней памяти (организация 64К×4). Возможен также режим мульти-PIP, но для этого требуется внешняя память на все поле основного изображения.

Считывание информации из ЗУ на поле осуществляется через буферное ЗУ на строку (организация 256К×4), входящее в состав SAB9070. При считывании из строчной памяти используется тактовая частота 13,5 МГц. Предусмотрена регулируемая задержка сигнала яркости на время до 666 нс (ступенями по 222 нс) для компенсации задержки цветовых сигналов. Регулировка осуществляется по шине I^2C. Кроме того, также по шине, регулируются контрастность и насыщенность малого изображения, при необходимости инвертируются цветоразностные сигна-

Y16	*Y26*	*Y36*	*Y46*	*Y56*	*Y66*
Y15	*Y25*	*Y35*	*Y45*	*Y55*	*Y65*
Y14	*Y24*	*Y34*	*Y44*	*Y54*	*Y64*
Y13	*Y23*	*Y33*	*Y43*	*Y53*	*Y63*
Y12	*Y22*	*Y32*	*Y42*	*Y52*	*Y62*
Y11	*Y21*	*Y31*	*Y41*	*Y51*	*Y61*
U11	*U12*	*U13*	*U14*	*U15*	*U16*
V11	*V12*	*V13*	*V14*	*V15*	*V16*

Рис.9.20. Формат сигналов в PIP "Филипс"

лы, меняется цвет рамки (16 цветов). Затем сигналы проходят три ЦАП и поступают на коммутатор, на вторые входы которого поданы сигналы *YUV* основного изображения. Таким образом, микросхема SAB9070 включается между декодером основного канала и видеопроцессором.

Как уже говорилось, при использовании SAB9070 в цветовом декодере PIP не требуется линия задержки на строку. Эта функция выполняется в микросхеме PIP благодаря интерполяции строк в вертикальном фильтре.

Комплекты микросхем PIP фирмы «Сименс». Фирма «Сименс» разработала четыре комплекта СБИС для PIP. Комплект первого поколения содержит три микросхемы: тройной АЦП SDA9087, контроллер PIP SDA9088 (с внутренней памятью на поле) и тактовый генератор SDA9086. Комплект позволяет получить одно дополнительное изображение с масштабом 1:3 или 1:4 [9.10].

На рис.9.21 показана функциональная схема СБИС SDA9087. На входы СБИС поступают сигналы *YUV* от цветового декодера, например микросхемы TDA4650 с линией задержки на строку. Каждый из сигналов проходит схему фиксации уровня черного, а затем дискретизируется в АЦП с тактовой частотой 13,5 МГц. Опорные уровни для компараторов АЦП задаются с помощью внешних делителей напряжения, подключенных к выводам *12* и *13*. Пятиразрядный цифровой сигнал яркости подается на подстраиваемое устройство задержки ЛЗ*Y* (от 0 до 1,18 мкс — девять ступеней по 148 нс). Цветоразностные цифровые 5-разрядные сигналы проходят звенья (+/−), позволяющие при необходимости менять их полярность, и поступают на мультиплексор МП с понижением действующей тактовой частоты в четыре раза, до 3,375 МГц. Формат сигналов имеет вид, пока-

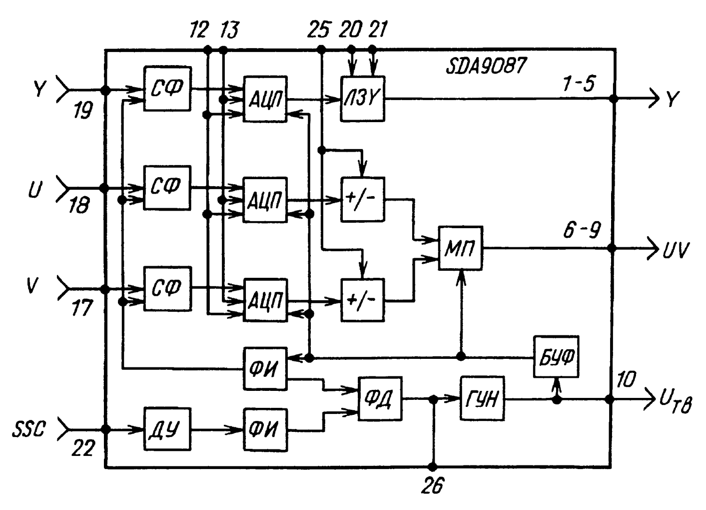


Рис.9.21. Функциональная схема СБИС SDA9087

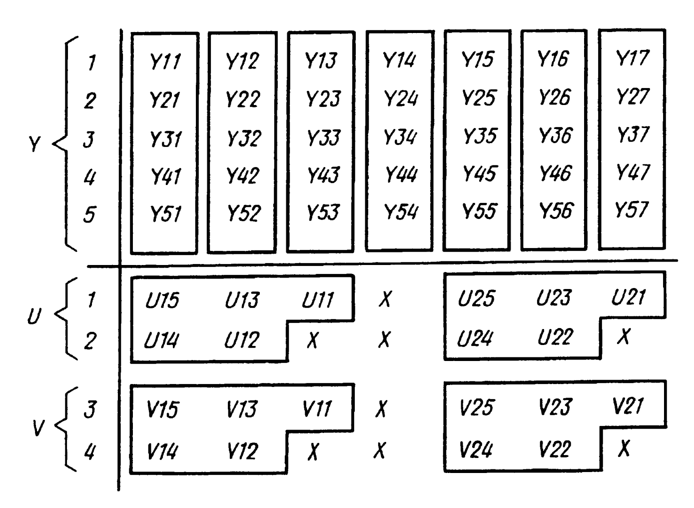


Рис.9.22. Формат сигналов на выходах SDA9087

занный на рис.9.22. За четыре такта пятиразрядного сигнала яркости передаются по одному такту пятиразрядных сигналов *U* и *V*. Черное в этих сигналах находится на уровне 0,5. Формат сигнала 4:1:1. Получается 9-разрядный цифровой сигнал с тактовой частотой 13,5 МГц.

Тактовый сигнал в микросхеме формируется с помощью системы ФАПЧ, содержащей генератор, управляемый напряжением, ГУН, делитель частоты ДЕЛ на 864 (с 13,5 МГц до 15,625 кГц) и фазовый детектор ФД. В фазовом детекторе сравнивается поделенная тактовая частота с частотой строчных импульсов вводимого изображения. Строчные импульсы выделяются из *SSC* вводимого изображения с помощью детектора уровня ДУ. Постоянная времени ФАПЧ определяется внешней *RC*-цепью, которая подключается к выводу *26* микросхемы.

Пятиразрядный цифровой сигнал яркости и четырехразрядный мультиплексированный цифровой сигнал *UV* поступают на процессор PIP SDA9088.

В микросхеме процессора (рис.9.23) сигнал проходит демультиплексор ДМП, а затем горизонтальные и вертикальные рекурсивные фильтры Ф. При масштабе малого изображения 1:3 горизонтальный фильтр формирует из трех последующих пикселей один пиксель малого изображения, как это показано на рис.9.24. Число отсчетов для сигнала яркости сокращается до 234 на строку, а для сигналов *U*, *V* — до 58 на строку. Число строк при этом 95. С учетом потерь на передачу рамки число активных строк сокращается до 88, а число пикселей для *Y* и *U*, *V* — соответственно до 212 и 53. Вертикальный фильтр формирует один пиксель из пикселей трех смежных строк. Затем сигналы записываются во внутреннюю память на поле (ЗУ). Ее объем (без учета информации о рамке) должен составлять

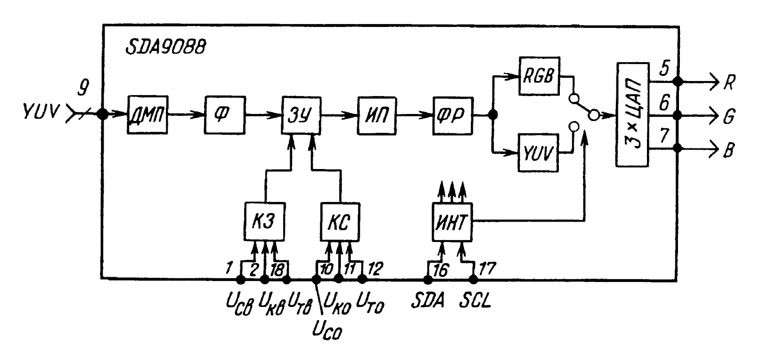


Рис.9.23. Функциональная схема СБИС SDA9088

((212×88)+(53×88)) × 5 = 116600 бит. Реальный объем памяти в СБИС составляет 167,9 кбит. Если масштаб малого изображения уменьшен до 1:4, то в горизонтальном и вертикальном фильтрах усредняются по четыре отсчета и по четыре строки. В результате требуемый объем памяти уменьшается. При использовании сигнала НТСЦ (525 строк, 60 полей) число строк малого изображения уменьшается до 76 (до 57 для масштаба 1:4). Чтобы исключить мерцание 25 Гц, в память записываются только четные поля дополнительного изображения. Управление памятью осуществляется контроллерами записи и считывания (КЗ и КС). На контроллер записи поданы тактовый сигнал 13,5 МГц ($U_{тв}$), строчные импульсы ($U_{св}$) и кадровые импульсы ($U_{кв}$). Все три сигнала синхронны с вводимым изображением. На контроллер считывания поданы аналогичные импульсы ($U_{то}$, $U_{со}$ и $U_{ко}$), но синхронные с основным изображением.

Считывание из памяти сигнала E_Y производится с частотой 13,5 МГц. Тактовый сигнал считывания вырабатывается микросхемой SDA9086, которая представляет собой устройство ФАПЧ.

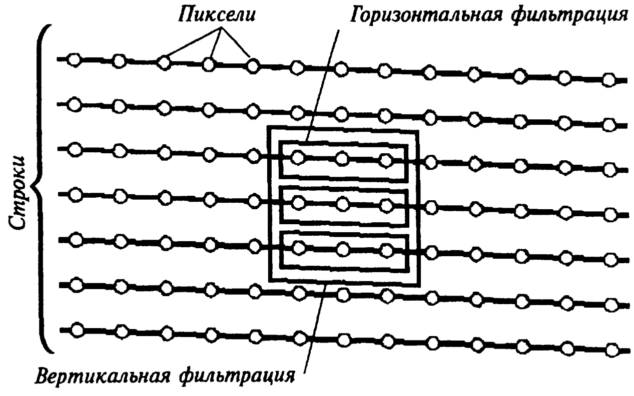


Рис.9.24. К работе горизонтального и вертикального фильтров при формате малого изображения 1/9

В качестве опорного сигнала используются строчные импульсы основного изображения. Сигналы *U, V* считываются с частотой 3,375 МГц.

Считанные сигналы проходят интерполяционные фильтры ИФ и формирователь рамки ФР. Затем сигналы можно с помощью матрицы преобразовать в форму *RGB* или оставить в формате *YUV*. Переключение режима, как и все другие функции управления, осуществляются по цифровой шине I^2C. Для этого в микросхеме имеется интерфейс шины ИНТ. Заключительная операция — преобразование цифровых сигналов в аналоговые с помощью трех ЦАП. Аналоговые сигналы через электронный коммутатор вводятся в видеотракт телевизора. В результате на экране появляется малое изображение, активная часть строки которого имеет длину 15,7 мкс. Малое изображение может располагаться в любом из углов основного, а также смещаться по вертикали и по горизонтали. Может осуществляться режим «замороженного» изображения. Цвет рамки выбирается из восьми возможных. Управление производится по шине I^2C.

На рис.9.25 показана функциональная схема видеотракта телевизора с устройством PIP на СБИС SDA9087 и SDA9088. Источниками видеосигналов являются два радиоканала метровых и дециметровых волн (РК1 и РК2), спутниковый радиоканал СК и внешнее устройство (видеомагнитофон, видеокамера, видеодиск) — вход *AV*. Следует отметить, что в зарубежных телевизорах с PIP, как правило, используется только один радиоканал метровых и дециметровых волн. Это объясняется тем, что большинство зарубежных владельцев телевизоров имеют и видеомагнитофон, в котором есть свой радиоканал.

Для выбора источников сигналов служат электронные коммутаторы ЭК1 и ЭК2, управляемые по цифровой шине (напри-

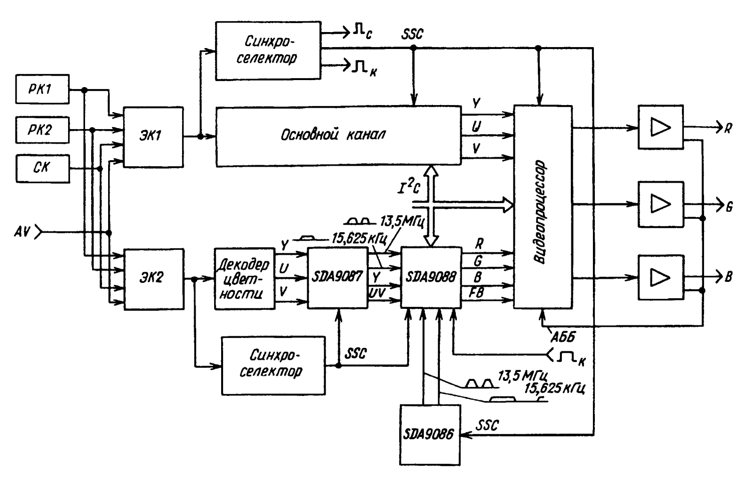


Рис.9.25. Функциональная схема видеотракта с устройством PIP на микросхеме фирмы "Сименс"

мер, микросхема TDA8540). Основной видеоканал содержит декодер цветности и видеопроцессор, имеющий входы для дополнительных сигналов *RGB*. Синхроселектор основного канала формирует сигнал *SSC* и задающие импульсы для строчной и кадровой разверток. Канал дополнительного изображения содержит декодер цветности, селектор синхроимпульсов и микросхемы SDA9087, SDA9088, SDA9086. Сигнал *SSC* дополнительного изображения используется при записи информации в память PIP. Для считывания информации из памяти служат кадровые и строчные импульсы основного изображения, а также тактовый сигнал 13,5 МГц, формируемый микросхемой SDA9086.

Считанные данные преобразуются с помощью матрицы, входящей в состав микросхемы SDA9088, в сигналы *RGB* и переводятся в аналоговую форму. Аналоговые сигналы поступают на входы *RGB* видеопроцессора в телевизоре и вводятся в заданный участок основного изображения. Для управления коммутатором видеопроцессора служит бланкирующий сигнал *FB*, вырабатываемый в микросхеме SDA9088.

Комплект PIP SDA9087/9088/9086 может использоваться в телевизоре повышенного качества с кадровой частотой 100 Гц и строчной частотой 31 кГц. Чтобы перейти в такой режим, достаточно изменить частоты кадровых и строчных импульсов основного изображения, подаваемых на микросхему SDA9088. Тактовая частота при этом должна составлять 27 МГц. Для получения такой частоты меняют напряжения на двух выводах SDA9086, а также меняют одну из команд, подаваемых на SDA9088 по шине I^2C.

В 1993 г. фирма «Сименс» начала производство второго поколения СБИС PIP. В состав комплекта входят микросхемы SDA9187-2X и SDA9188-3X. Использование тактового генератора SDA9086 не обязательно. Его может заменить кварцевый резонатор на частоту 20,48 МГц. Микросхемы выполнены в корпусах мини-ДИП и рассчитаны на использование поверхностного монтажа. По большинству параметров микросхемы повторяют первое поколение. Отличия состоят в следующем:

1) разрядность сигнала яркости увеличена с 5 до 6;

2) предусмотрена возможность переключения формата малого изображения с 4:3 на 16:9.

В 1994 г. закончена разработка третьего поколения PIP «Сименс». Комплект состоит из одной микросхемы, содержащей все необходимые цепи, в том числе и память. Микросхема получена объединением в одном кристалле SDA9187 и SDA9188. Называется новый процессор SDA9288X.

Кроме того, фирмой «Сименс» разработан новый процессор PIP SDA9189X. Он работает совместно с тройным АЦП SDA9187 и существенно отличается от SDA9188. Прежде всего, объем полевой памяти увеличен со 169,812 до 329,184 кбайт. Благодаря этому возможно получение малого изображения, составляющего по площади 1/4 от основного. На этой же площади можно получить четыре изображения с форматом 1/16 или девять с форматом 1/36. Одно из этих изображений движущееся, а ос-

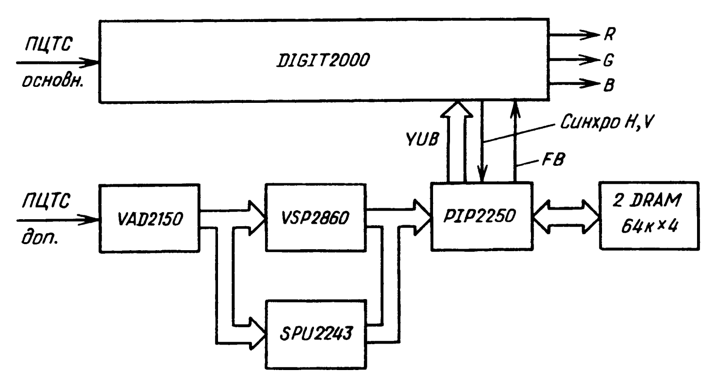


Рис.9.26. Функциональная схема подключения PIP2250 к видеотракту Digit-2000

тальные — статические. Возможно получение трех вертикально смещенных малых изображений в правой или левой частях экрана 16:9 (режим «кадр вне кадра» — POP) и ряда других форматов — всего 19 режимов. Максимальное число отсчетов малого изображения по строке — 288 при числе строк 72. Микросхема позволяет проводить знаковую индикацию малого изображения. Для этого в ее состав введен знакогенератор. Рамка малого изображения может менять ширину, а число возможных ее цветов увеличено до 4096. Процессор SDA9189 (как и SDA9288) не требует использования УЛЗ в декодере дополнительного канала.

Микросхему для PIP выпускает также фирма ИТТ-Интерметалл. СБИС называется PIP2250 [9.11]. Микросхема рассчитана на использование в составе телевизора, выполненного по концепции Digit-2000 фирмы ИТТ. С помощью электронного коммутатора, например микросхемы TEA6415A (фирма «Томсон»), в канал PIP направляют видеосигнал от выбранного источника (рис.9.26). Видеосигнал переводится в цифровую форму с помощью АЦП VAD2150. Затем видеосигнал декодируется. Для этого применяют цифровые СБИС ITT VSP2860 (ПАЛ/НТСЦ) и SPU2243 (СЕКАМ). Цифровые сигналы *YUV* поступают на входы PIP2250. Используются шесть старших разрядов 8-разрядного сигнала *Y* и мультиплексированные сигналы *UV* — четыре разряда. Микросхема содержит три основных узла (рис.9.27): входной процессор, выходной процессор и интерфейс памяти. Управление осуществляется от интерфейса трехпроводной шины ИТТ, которая называется IM Bus. Во входном процессоре осуществляется горизонтальная и вертикальная фильтрация сигналов, в результате которой число пикселей в сигнале *Y* сокращается до 224, а в сигналах *UV* — до 56.

Сигналы записываются во внешнее динамическое ЗУ (DRAM). Для получения одного малого изображения требуется память объемом 128 кбит (2×16K×4). Максимально можно получить четыре малых изображения. При этом объем ЗУ необходимо увеличить до 512 кбит (2×64K×4).

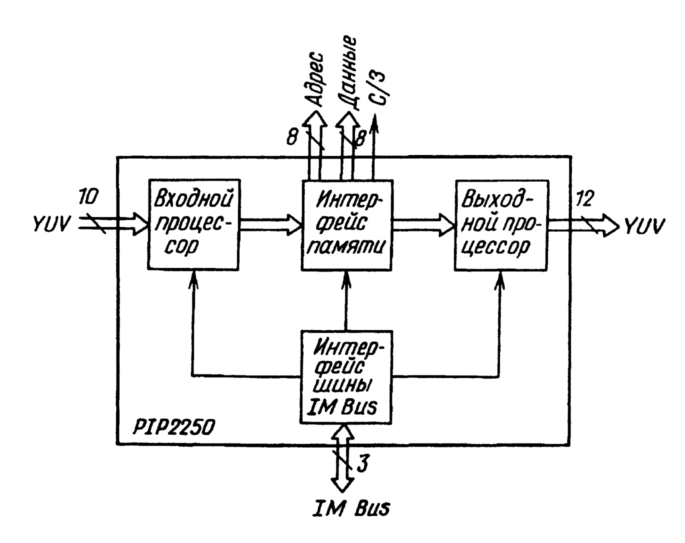


Рис.9.27. Функциональная схема процессора PIP2250 фирмы ИТТ

Из памяти информация считывается в выходной процессор PIP2250, содержащий строчные буферы, из которых вводится в основное изображение (см. рис.9.26). Для этого цифровые сигналы *YUV*, содержащие информацию о малом изображении и о рамке, подаются на кодек VCU2136 основного канала. Таким образом, PIP2250 рассчитана на использование в цифровом телевизоре и не содержит ЦАП.

Большинство европейских телевизионных фирм в своих разработках используют микросхемы PIP фирмы «Сименс». Причины этого — высокая четкость дополнительного изображения, встроенная память и управление по стандартной шине I^2C.

Глава 10. Схемные решения декодеров на серийных микросхемах

10.1. Канал цветности СЕКАМ на микросхемах МСА640 и МСА650

Микросхемы МСА640 и МСА650 (К174ХА9 и К174ХА8) могут работать как в режиме ПАЛ, так и в режиме СЕКАМ. Переключение режимов осуществляется изменением напряжений на выводах *4*. Нулевое напряжение на этих выводах соответствует режиму СЕКАМ, а +12 В — режиму ПАЛ.

В рассматриваемом одностандартном канале СЕКАМ (субмодуль СМЦ-3) ряд внутренних узлов микросхем не используется, например устройство АРУ в МСА640 и матрица ПАЛ (М) — в МСА650.

Канал цветности (рис.10.1) содержит точный корректор высокочастотных предыскажений (L1C2R1R3). Усилитель-ограничитель АО в микросхеме МСА640 вместе с коммутатором ЭК1 выполнен по дифференциальной схеме, имеющей два входа (выводы *3, 5*) и два основных выхода (выводы *1, 15*). Для симметрирования этой схемы по постоянному току служит потенциометр *R4*. Строчные и кадровые импульсы, поступающие на выводы *6* и *7*, переводят ЭК1 во второе состояние, когда сигналы проходят на выводы *13* (вспышка ПАЛ) и *11* (СЦС СЕКАМ). На выводах *1* и *15* в эти периоды времени сигналы подавляются. Контур цветовой синхронизации *L2C8* настраивается на частоту 4,25 МГц (синхронизация по строкам) или на 3,9 МГц (синхронизация по полям). Устройство БЦС формирует меандр напряжения полустрочной частоты (вывод *12*) и управляющее напряжение $E_{упр}$ для включения канала цветности и режекторного фильтра (вывод *8*).

На входы микросхемы МСА650 (выводы *3* и *1*) сигналы цветности поступают соответственно через УЛЗ с согласующими цепями *L3R10* и *L4R13* и через подстраиваемый делитель *R11R12*, уменьшающий размах прямого сигнала до уровня задержанного сигнала. Точное выравнивание размахов сигналов U_0 и U_1 производится с помощью потенциометра *R12*. Коммутатор ЭК2 в МСА650, управляемый меандром напряжения полустрочной частоты, поступающим на вывод *16* от МСА640, разделяет составляющие U_R и U_B, которые выделяются на выводах *15* и *13*. Демодуляция сигналов осуществляется частотными детекторами в виде синхронных демодуляторов СД с внешними фазовращающими цепями *L5C17C21* и *L6C18C22*. Резис-

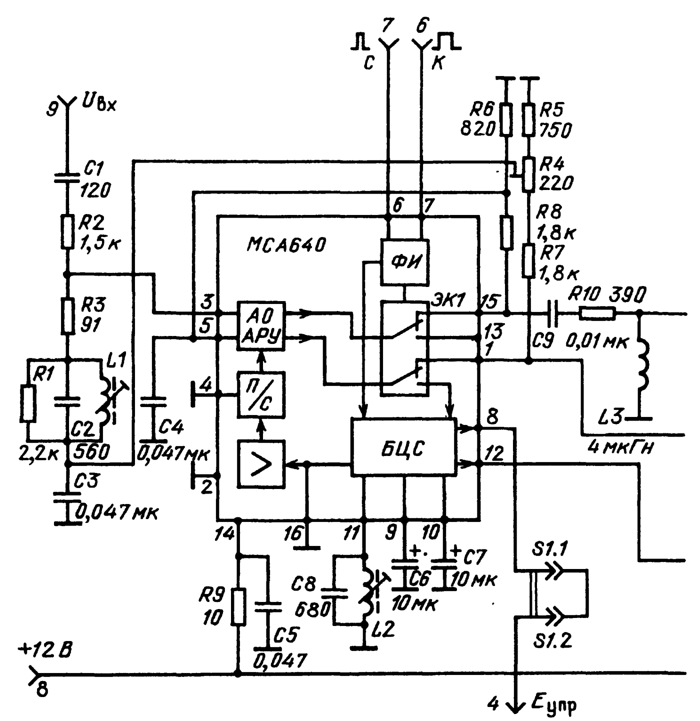


Рис. 10.1. Канал цветности СЕКАМ на микросхемах МСА640 и МСА650

торы *R18* и *R19*, шунтирующие контуры, обеспечивают требуемую добротность.

Демодулированные цветоразностные сигналы, выделяющиеся на выводах *12, 10* микросхемы, проходят цепи коррекции низкочастотных предыскажений *R22C26, R23C28* и активные ФНЧ, образованные транзисторами *VT1, VT2* и элементами *R20, C23, R21, C24*. Размахи выходных сигналов могут подстраиваться потенциометрами *R24* и *R25*.

Основные параметры канала:

Размах полного входного сигнала .... 1,8 В

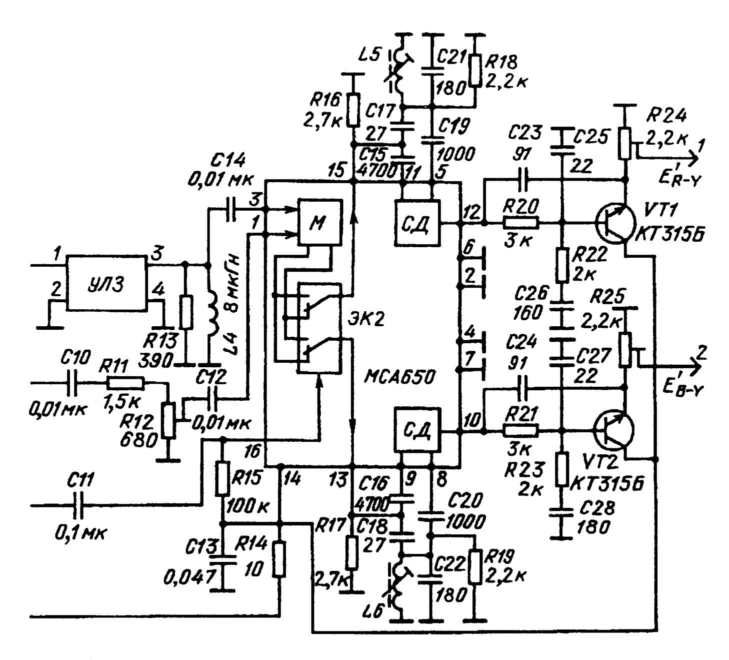
Размахи выходных сигналов:

- E'_{R-Y} .... 0,52 В
- E'_{B-Y} .... 0,66 В

Допустимые изменения амплитуды цветовой поднесущей во входном сигнале .... +6, −20 дБ

Длительность фронта «зеленый-пурпурный» в выходных сигналах при воспроизведении испытательного сигнала 75/0/25/0 .... ≤ 0,8 мкс

Подавление перекрестных искажений .... ≥ 32 дБ



10.2. Канал цветности СЕКАМ на микросхеме К174ХА16

Принципиальная схема канала приведена на рис.10.2. Микросхема К174ХА16 выполняет все основные функции канала цветности СЕКАМ. После коррекции высокочастотных предыскажений (контур *L1C3C4*) сигнал цветности поступает на устройство АРУ. Для уменьшения влияния помех накопительный конденсатор АРУ *С8* подключен не к корпусу, а к источнику питания 12 В. С помощью подстроечного потенциометра *R8* устанавливают минимальное прохождение меандра полустрочной частоты в выходные сигналы. Сигнал цветности с постоянной амплитудой с выхода АРУ подается на амплитудные ограничители АО, на один непосредственно, а на второй через ультразвуковую линию задержки УЛЗ с согласующими элементами *L2R5* и *L3R7*.

Усилитель на входе УЛЗ включается напряжением $E_{упр}$ от БЦС только при приеме сигнала СЕКАМ. Поэтому постоянное напряжение на выводе *25* меняется от 8 (режим «СЕКАМ») до 5 В (режим «Не СЕКАМ»). Это позволяет использовать микросхему К174ХА16 в блоке СЕКАМ/ПАЛ совместно с TDA3510 и с общей для обеих микросхем линией задержки. Сигналы с выходов амплитудных ограничителей через электронный коммутатор ЭК поступают на ЧД в виде систем ФАПЧ. Начальные часто-

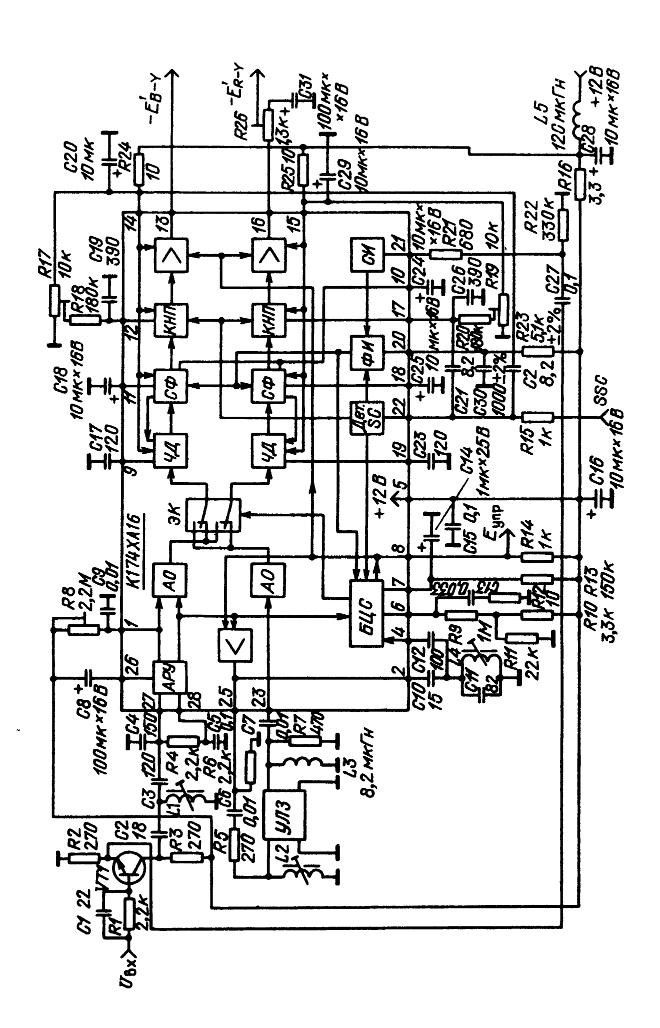


Рис.10.2. Канал цветности СЕКАМ на микросхеме К174ХА16

ты релаксационных колебаний ГУН определяются емкостями конденсаторов *С17, С23*. Устройства фиксации СФ поддерживают уровни черного с подстройкой по вспышкам поднесущих. Накопительные конденсаторы *С18* и *С25* служат элементами памяти устройств фиксации. Цепи коррекции низкочастотных предыскажений КНП с внешними конденсаторами *С19* и *С26* содержат также каскады гашения, подавляющие сигналы во время обратного хода разверток по строкам и кадрам. С выходов усилителей цветоразностные сигналы выводятся на контакты *13* и *16* микросхемы. Чтобы компенсировать статические погрешности устройств фиксации, предусмотрены подстроечные потенциометры *R17* и *R19*.

Усилители цветоразностных сигналов в режиме «Не СЕКАМ» выключаются. При этом постоянные напряжения на выводах *13* и *16* уменьшаются с 8 до 4 В. Контур цветовой синхронизации *L4C11* настраивается на частоту 4,3 МГц. В режиме СЕКАМ напряжение на выводе *6* уменьшается от 7,7 до 5 В. Селектор импульсов СИ выделяет из видеосигнала, поданного на вывод *21*, строчные импульсы. В формирователе импульсов ФИ вырабатываются короткие импульсы с длительностью примерно 1 мкс. Положение этих импульсов во времени определяется постоянной времени цепи *R23C30*, номиналы которой должны иметь точность ±2 %. Импульсы используются в БЦС для выделения неискаженных переходными процессами участков вспышек и в цепях фиксации уровней черного. Потенциометр *R26* позволяет подстраивать размах сигнала E'_{R-Y}, чтобы компенсировать погрешности микросхемы.

Микросхема К174ХА16 имеет следующие параметры:

Размахи выходных сигналов:	
$-E'_{R-Y}$	1,05 В
$-E'_{B-Y}$	1,33 В
Размах полного входного сигнала	2 В
Диапазон работы АРУ	≥ 26 дБ
Диапазон захвата частотных детекторов ФАПЧ	≤ 1 МГц
Погрешность поддержания уровней черного	≤ 4 кГц
Размах сигнала на выводе *25*	1,8 В
Подавление перекрестных искажений	≥ 36 дБ
Прохождение меандра напряжения полустрочной частоты в выходные сигналы	< 10 мВ
Номинальный размах стробирующих импульсов на выводе *22*	7 В
Ток, потребляемый от источника 12 В	95 мА

Функциональными аналогами К174ХА16 являются микросхемы TDA3520 («Филипс») и А3520 (Германия).

10.3. Канал цветности СЕКАМ на микросхеме TDA3530

Микросхема TDA3530 отличается от К174ХА16 тем, что вместо ЧД с ФАПЧ в ней применены обычные ЧД с перемножителями и фазовращающими контурами. Это ухудшает линейность демодуляционных характеристик, но позволяет несколько упростить топологию микросхемы.

Функциональная схема процессора приведена на рис.10.3. Как и в К174ХА16, после контура КВП *L1C2* предусмотрена цепь АРУ. Чтобы уменьшить влияние пульсаций напряжения питания на коэффициент передачи канала, фильтрующий конденсатор АРУ *C4* подключен к источнику +12 В. Прошедший цепь АРУ сигнал выводится из микросхемы через контакт *3*. Снаружи микросхемы сигнал разветвляется в две параллельные цепи.

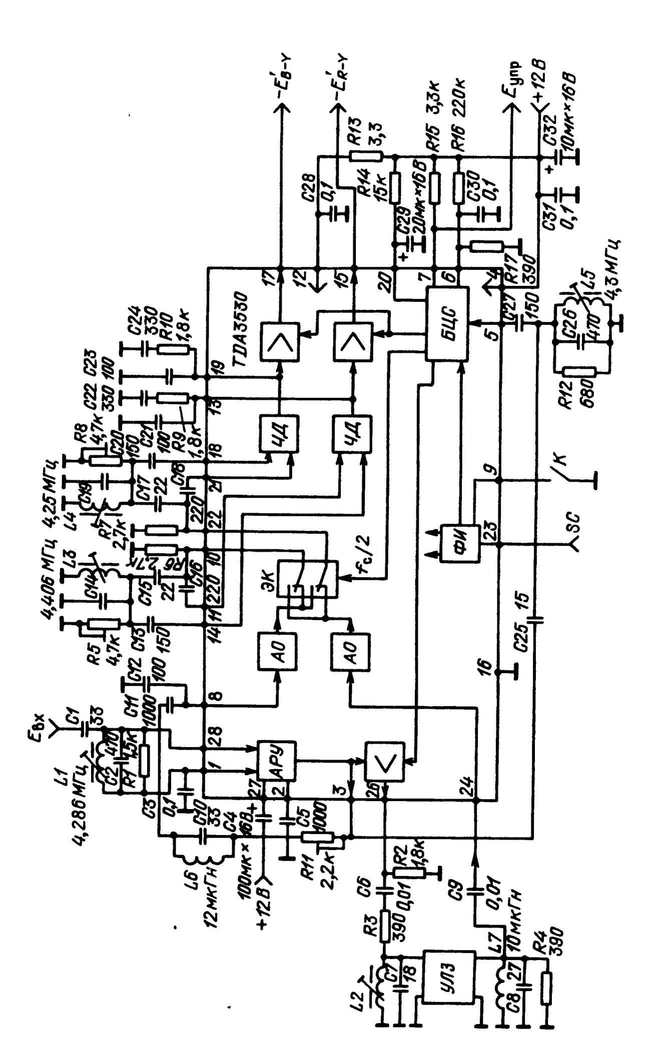


Рис.10.3. Канал цветности СЕКАМ на микросхеме TDA3530

Через подстроечный резистор *R11* и фильтр *L6C10C12*, подавляющий вторую гармонику цветовой поднесущей, сигнал вновь через контакт *8* вводится в микросхему, где поступает на амплитудный ограничитель АО и далее на электронный коммутатор ЭК. Через фазовращающий фильтр, образованный конденсатором *C25* и контуром *L5C26,* сигнал проходит в блок цветовой синхронизации БЦС.

После дополнительного усилителя, который может запираться напряжением от БЦС, сигнал цветности выводится из микросхемы через контакт *26* и поступает на УЛЗ. Задержанный сигнал через вывод *24* и амплитудный ограничитель проходит на

второй вход ЭК. Устройство БЦС содержит аналоговый перемножитель и детектор полустрочной частоты, где демодулированные сигналы цветовой синхронизации с чередующейся по строкам полярностью сравниваются с меандром полустрочной частоты от счетного триггера. В результате на выводе *6* микросхемы выделяются монополярные импульсы. Если фаза триггера неправильна, эти импульсы положительны. После коррекции триггера импульсы становятся отрицательными. Конденсатор *С30*, подключенный к выводу *6*, обеспечивает интегрирование импульсов, что меняет напряжение E_6. Когда принимается черно-белый сигнал (или сигнал ПАЛ), E_6 = 7,7 В. При подаче сигнала СЕКАМ при неправильной фазе триггера напряжение E_6 увеличивается до 8,5 В, происходит коррекция триггера и E_6 снижается до 6,5 В. При этом включается канал цветности, а напряжение на выводе *26* увеличивается с 4 до 8 В. Это позволяет в двухстандартном канале цветности СЕКАМ/ПАЛ на микросхемах TDA3530/TDA3510 использовать одну общую УЛЗ. Чтобы при включении канала цветности на экране телевизора не было помех от переходных процессов, создается задержка включения выходных каскадов микросхемы. Время задержки включения определяется постоянной времени цепи *R14C29*, подсоединенной к выводу *20*. Напряжение, управляющее включением режекторных фильтров, снимается с вывода *7* микросхемы. Кроме постоянной составляющей на этом выводе присутствует меандр напряжения полустрочной частоты.

Устройство БЦС может переводиться в режим покадровой синхронизации. Для этого вывод *9* микросхемы закорачивается на корпус ключом К.

С выходов электронного коммутатора сигналы цветности поступают на частотные детекторы ЧД, выполненные в виде аналоговых перемножителей с фазовращающими контурами *L3C14* и *L4C19*. Размахи демодулированных сигналов регулируются резисторами *R5, R8*, шунтирующими контуры. Цепи *R9C22* и *R10C24* корректируют низкочастотные предыскажения. Функциональными аналогами TDA3530 являются K174XA31 и MDA3530 (Чехословакия).

Основные параметры канала:

Размах входного сигнала ....30...600 мВ
Размахи выходных сигналов:
$-E'_{R-Y}$ .... 1,05 В
$-E'_{B-Y}$ .... 1,33 В
Диапазон работы АРУ .... ≥ 26 дБ
Подавление перекрестных искажений .... ≥ 36 дБ
Прохождение меандра напряжения
полустрочной частоты в выходные сигналы .... < 20 мВ
Номинальный размах стробирующих импульсов
на выводе *23* .... 7 В
Ток, потребляемый от источника 12 В .... 95 мА

10.4. Канал цветности на микросхеме TDA8395

Микросхема TDA8395 содержит все узлы, необходимые для демодуляции сигнала СЕКАМ. Корректор высокочастотных предыскажений выполнен в виде гираторного фильтра и не требует использования внешнего колебательного контура. Микросхема изготовлена на основе БИ-КМОП-технологии, питается от источника с напряжением 8 В и потребляет ток всего 18 мА [10.1].

На рис.10.4 приведена функциональная схема интегральной микросхемы. На вывод *16* подается ПЦТС либо сигнал цветности с размахом 15...300 мВ. Устройство АРУ управляется продетектированным сигналом цветности. Резонансная частота КВП подстраивается в интервалах гашения полей. Для этого используется опорный сигнал с частотой цветовой поднесущей ПАЛ, который подается на вывод *1* микросхемы. На время автоподстройки ключ К1 отсоединяет КВП от АРУ. В результате автоподстройки вырабатывается напряжение, меняющее частоту КВП до значения 4,286 МГц. Это напряжение запоминается конденсатором, подключенным к выводу *7*, что обеспечивает сохранение номинальной резонансной частоты в активные интервалы полей.

Частотный детектор выполнен в виде системы ФАПЧ, частота покоя которой регулируется в интервалы гашения полей. При этом переключаются К2 и К3. Управляющее напряжение формируется с помощью компаратора КП, сравнивающего потенциал на выходе ЧД с опорным напряжением $E_{оп}$. Значение управляющего напряжения запоминается конденсатором, присоединенным к выводу *8*. Это напряжение одновременно подстраивает и

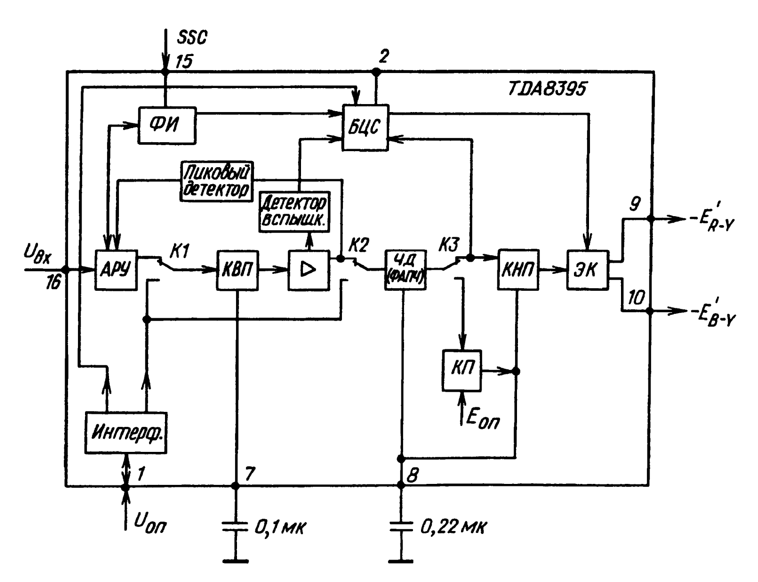


Рис.10.4. Функциональная схема микросхемы TDA8395

КНП. Опорный сигнал 4,43 МГц подается с первого вывода микросхемы на узел интерфейса, который обеспечивает передачу как опорного сигнала от канала цветности ПАЛ/НТСЦ, так и информацию о состоянии микросхемы TDA8395 во внешние цепи.

Если БЦС распознал сигнал СЕКАМ, ток через вывод *1* составляет 150 мкА. Если постоянное напряжение, прилагаемое извне к выводу *1*, увеличивается до 5 В, выходной коммутатор микросхемы обеспечивает прохождение цветоразностных сигналов на выводы *9, 10*. Это позволяет использовать микросхему в составе многостандартного декодера.

Блок цветовой синхронизации представляет собой логический автомат, который управляется продетектированными пиковым детектором защитными пакетами цветовой поднесущей. Полученные импульсы обеспечивают синхронизацию меандра полустрочной частоты, который управляет электронным коммутатором ЭК, распределяющим чередующиеся по строкам компоненты $-E'_{R-Y}$ и $-E'_{B-Y}$ на выходе частотного детектора в два канала (выводы *9* и *10* микросхемы). Цикл опознавания стандарта СЕКАМ занимает четыре поля.

Вывод *2* микросхемы является контрольной точкой, позволяющей оценивать работу внутренних цепей. Сигнал, выделяющийся на выводе *2*, зависит от постоянных напряжений на выводах *1* и *2* (табл.10.1).

На вывод *15* подают сигнал *SSC*, который может быть двух- или трехуровневым.

Микросхема рассчитана на совместную работу с микросхемой TDA8362, которая обеспечивает формирование опорного сигнала и необходимых потенциалов.

Таблица 10.1

Внешнее напряжение на выводе *1*	Внешнее напряжение на выводе *2*	Результат
0,5 В < $U1$ < 8В		На выводе *2* присутствует сигнал цветности, прошедший ВП
0,5 В < $U1$ < 8В	4 В < $U2$ < 8 В	На выводе *2* контролируется состояние БЦС
5 В	8 В	Внешний сигнал E_{B-Y} не содержит импульсы гашения и построчный меандр

Основные параметры микросхемы TDA8395:

Напряжение питания .... 8 В±10 %
Потребляемый ток .... 18 мА
Входной сигнал:
ПЦТС .... 1 В
сигнал цветности .... 15...300 мВ

Корректор высокочастотных предыскажений:
- управляющее напряжение на выводе *7* .... 2,5...4,5 В
- резонансная частота .... 4,286±0,03 МГц
- полоса пропускания .... 241...295 кГц
- крутизна перестройки .... 1,75 кГц/мВ

Частотный детектор:
- Управляющее напряжение на выводе 8 .... 3,5...4,8 В
- Выходные цветоразностные сигналы:
  - $-E'_{R-Y}$ .... 1,05±0,08 В
  - $-E'_{B-Y}$ .... 1,33±0,1 В
- Погрешности в уровнях черного:
  - в канале *R–Y* .... 5 кГц
  - в канале *B–Y* .... 7 кГц
- Выходные потенциалы на черном .... 2,8 В
- Полоса пропускания .... 1,3 МГц
- Отношение сигнал-шум .... 40 дБ
- Частота полюса в КНП .... 85 кГц
- Выходные сопротивления:
  - режим «СЕКАМ» .... < 600 Ом
  - режим «Не СЕКАМ» .... > 1 МОм

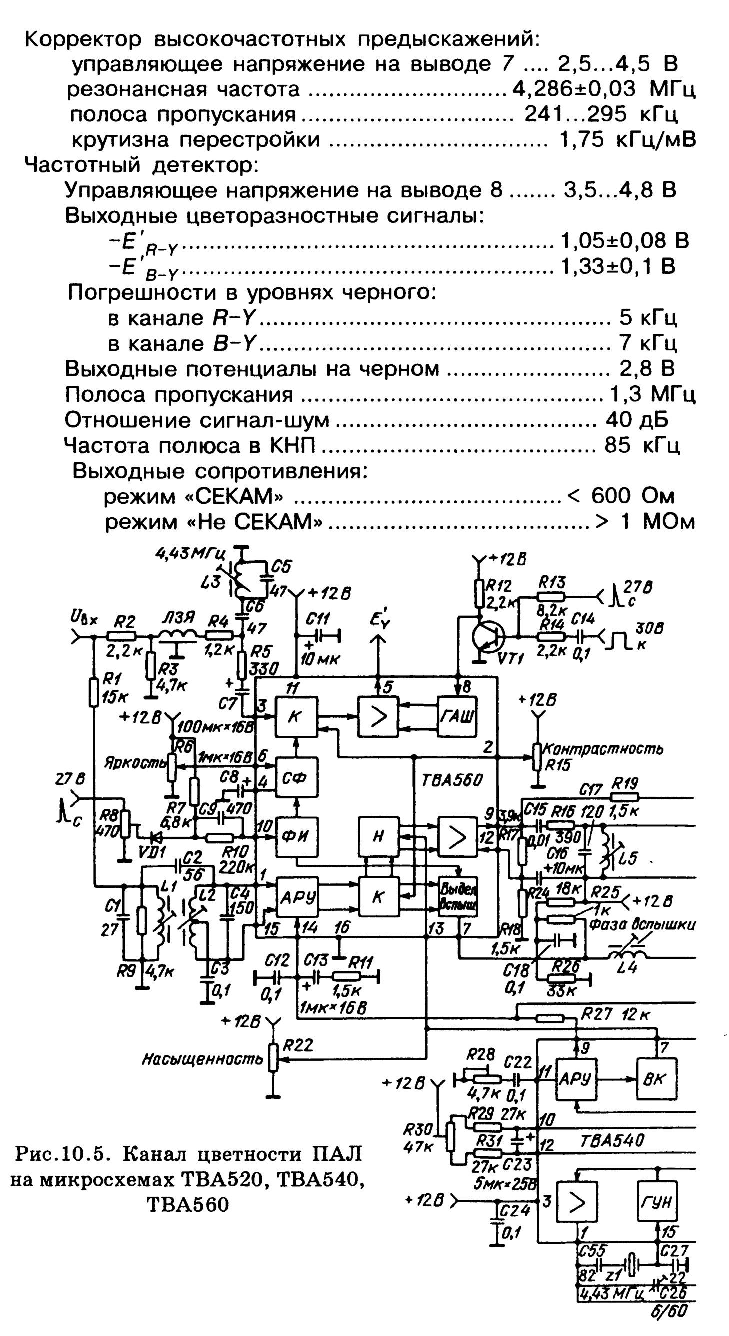


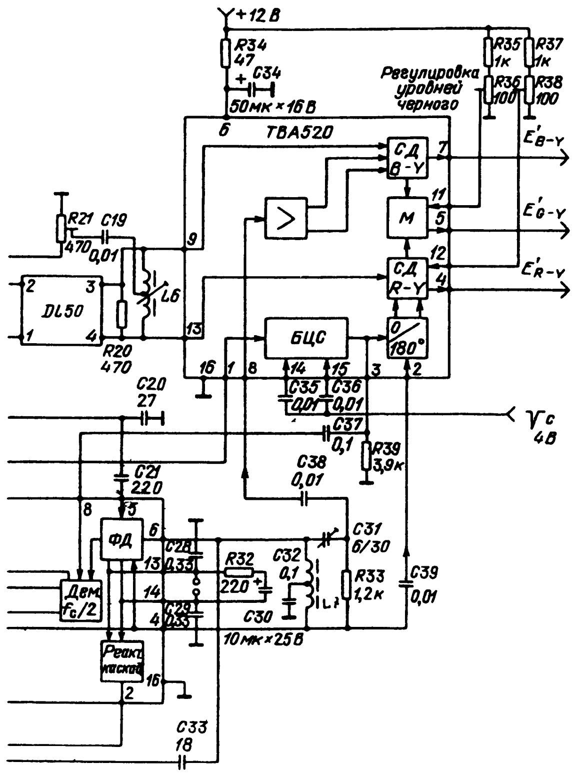
Рис.10.5. Канал цветности ПАЛ на микросхемах TBA520, TBA540, TBA560

Опорный сигнал (вывод *1*):
- частота .... 4,4336 МГц
- размах .... 0,2...0,5 В
- потенциал в режиме «СЕКАМ» .... 2,8...3,3 В
- потенциал в режиме «Не СЕКАМ» .... 1,5...2 В
- ток в режиме «СЕКАМ» .... 150 мкА

Блок цветовой синхронизации:
- время опознавания стандарта .... 4 поля

10.5. Канал цветности ПАЛ на микросхемах TBA520, TBA540 и TBA560

Электрическая схема канала приведена на рис.10.5. Серия микросхем ТВА была разработана в конце 60-х годов. Микросхема ТВА560 содержит канал яркости с электронными регуляторами контрастности и яркости, фиксацией уровня черного и цепью гашения. Кроме того, в ее состав входит часть канала цветности с АРУ, электронными регуляторами контрастности и насыщенности, меняющими размах цветовой поднесу-



щей, с выделителем вспышки и предварительным усилителем сигнала, подаваемого на УЛЗ. Входной сигнал поступает параллельно на вход канала яркости (вывод *3*) через линию задержки ЛЗЯ и режекторный фильтр *L3C5*, а также на вход канала цветности через полосовой фильтр *L1C1C2L2C4*. Цепь гашения управляется внешним транзистором *VT1*, на базе которого складываются строчные и кадровые гасящие импульсы.

На выходе УЛЗ включена матрица ПАЛ, образованная контуром *L6*, на среднюю точку которого подан прямой сигнал с вывода *9* TBA560 через подстроечный потенциометр *R21*.

Микросхема TBA520 содержит два синхронных детектора, матрицу сигнала E'_{G-Y} и БЦС с электронным коммутатором ПАЛ, который инвертирует опорную поднесущую, поступающую на синхронный детектор *R–Y*.

Опорная поднесущая вырабатывается микросхемой TBA540, которая содержит ГУН с кварцевым резонатором на 4,43 МГц, фазовый детектор ФД, на который через контур *L4C20* поступает вспышка ПАЛ, демодулятор полустрочной частоты, симметрируемый внешним резистором *R30*, и цепь АРУ. Амплитуда

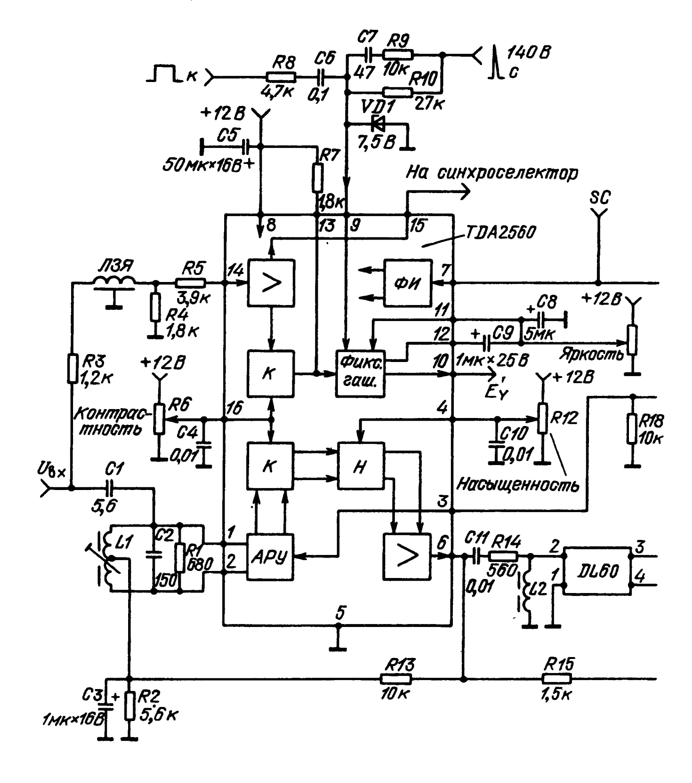


Рис.10.6. Канал цветности ПАЛ

вспышки регулируется резистором *R28*. Сигнал от ГУН, имеющий фазу *R–Y*, поступает на электронный коммутатор в TBA520 и на автотрансформатор *L7* с заземленной средней точкой. С второго конца обмотки этого автотрансформатора сигнал с фазой –(*R–Y*) подается на фазовый детектор. Фазовращатель на угол 90°, образованный цепью *C31R33*, формирует опорный сигнал с фазой *B–Y*. Подстроечный конденсатор *C26* служит для регулировки частоты ГУН.

Микросхема TBA540 серийно выпускалась в Чехословакии под названием MBA540. Она может также использоваться в каналах ПАЛ/СЕКАМ совместно с MCA640 и MCA650 (§10.9).

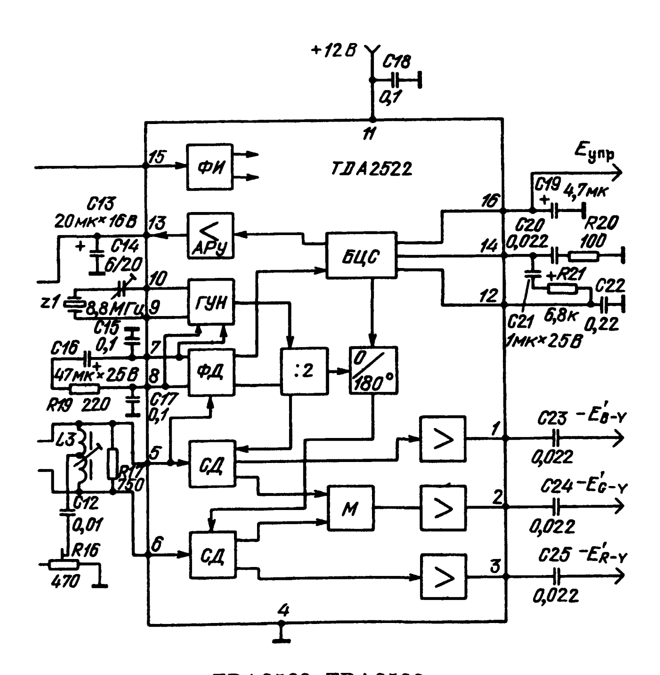
Рассмотренный канал цветности рассчитан на работу с микросхемой матрицы *RGB* TBA530, имеющей входы для трех цветоразностных сигналов.

Основные параметры канала:

Размахи выходных сигналов:

E'_{R-Y} .... 3,2 В
E'_{G-Y} .... 1,8 В
E'_{B-Y} .... 4 В
E'_{Y} .... 1 В

Размах полного входного сигнала .... 1 В
Диапазон работы АРУ .... ≥ 26 дБ



на микросхемах TDA2560, TDA2522

Полоса пропускания канала яркости
по уровню −3 дБ .... ≥ 5 МГц
Диапазон регулировки контрастности.......... ≥ 20 дБ
Диапазон регулировки насыщенности .... ≥ 20 дБ
Полоса захвата ФАПЧ................................. ≥ ±600 Гц
Фазовая погрешность между вспышкой
и опорным сигналом....................................... ≤ ±10°
Ток, потребляемый от источника 12 В ....100 мА

10.6. Канал цветности ПАЛ на микросхемах TDA2560 и TDA2522

Микросхема TDA2560 близка по функциональному составу к TBA560. В ней также содержатся цепи канала цветности и цепи канала яркости [10.2]. Для фиксации уровня черного используется не строчный импульс, а строб *SC*. В канале цветности введена отрицательная обратная связь по постоянному току с вы-

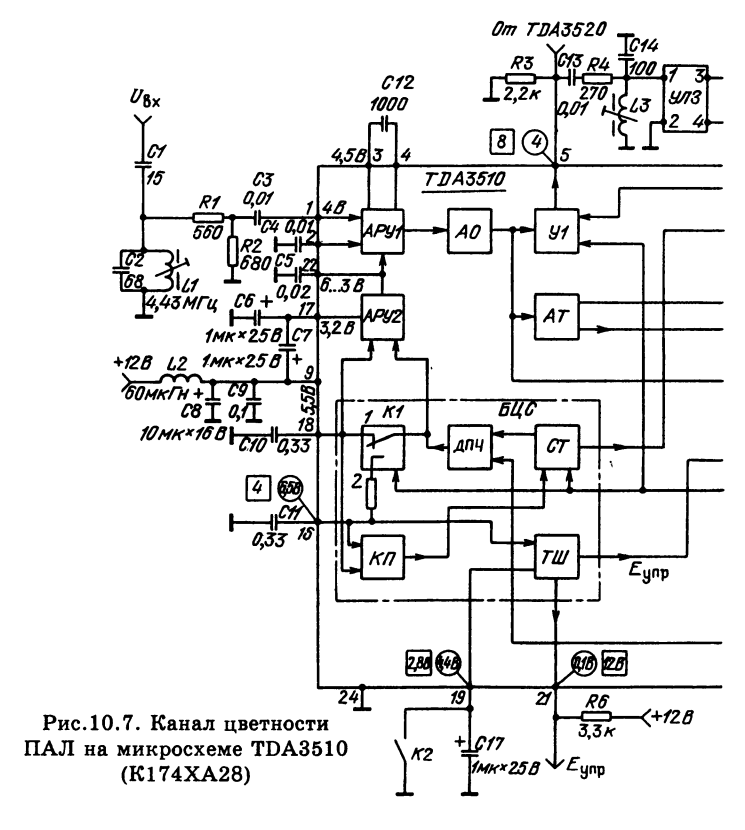
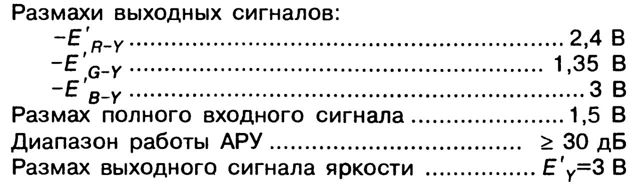


Рис.10.7. Канал цветности ПАЛ на микросхеме TDA3510 (К174ХА28)

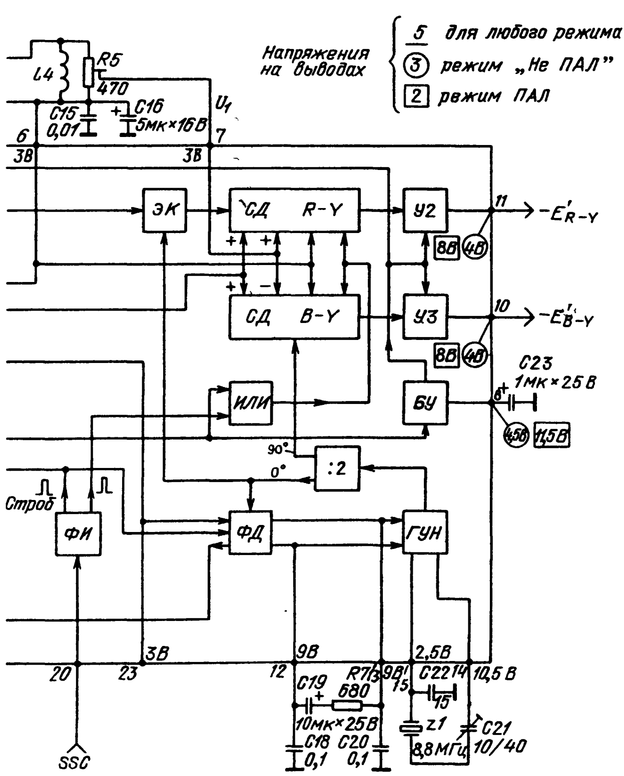
вода *6* на среднюю точку контура *L1*, которая повышает стабильность работы схемы (рис.10.6). Принципиально по-новому решена микросхема TDA2522, которая не является простым объединением микросхем TBA520 и TBA540. Переход на кварцевый резонатор 8,8 МГц позволил существенно повысить точность формирования квадратурных опорных сигналов. Применены раздельные ФНЧ для сигналов управления ГУН и БЦС, что повышает устойчивость цветовой синхронизации. Число внешних подстроечных элементов по сравнению с комплектом TBA520/560 сокращено с одиннадцати до пяти.

Основные параметры канала:



Размахи выходных сигналов:

$-E'_{R-Y}$	2,4 В
$-E'_{G-Y}$	1,35 В
$-E'_{B-Y}$	3 В
Размах полного входного сигнала	1,5 В
Диапазон работы АРУ	≥ 30 дБ
Размах выходного сигнала яркости	E'_Y=3 В



Полоса пропускания канала яркости
по уровню −3 дБ .... > 5 МГц
Диапазон регулировки контрастности .... ≥ 20 дБ
Пределы изменения уровня черного
при регулировке яркости .... 1...3 В
Диапазон регулировки насыщенности .... ≥ 20 дБ
Полоса захвата ФАПЧ .... ≥ ±500 Гц
Фазовая погрешность между вспышкой
и опорным сигналом .... ≤ ±5°
Ток, потребляемый от источника 12 В .... 100 мА

10.7. Канал цветности ПАЛ на микросхеме TDA3510 (К174ХА28)

В состав микросхемы TDA3510 входят все цепи, необходимые для демодуляции сигнала ПАЛ [10.3]. По сравнению с комплектом TDA2560/2522 сокращено число внешних элементов и упрощена настройка. В России выпускался функциональный аналог TDA3510 — микросхема К174ХА28; в Чехословакии — VDA3510; в Германии — А3510.

Сигнал цветности через простейший полосовой фильтр на одиночном контуре *L1C2* поступает на вход цепи АРУ (рис.10.7). Исполнительная часть АРУ (АРУ1) выполнена в виде дифференциального усилителя, входы которого подключены к выводам *1* и *2* микросхемы. Между эмиттерами усилителя включена активная цепь с регулируемым сопротивлением. Регулировка осуществляется напряжением от второй части цепи АРУ2. При изменении этого напряжения в широких пределах меняется коэффициент передачи цепи АРУ1. Для повышения стабильности работы АРУ схема охвачена глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току. Конденсатор *С12* подавляет в цепи обратной связи сигнал цветовой поднесущей. На выходе устройства АРУ включен амплитудный ограничитель АО. Когда амплитуда входного сигнала лежит в номинальном диапазоне работы АРУ и принимается программа ПАЛ, сигнал цветности не ограничивается и обеспечивается работа канала в линейном режиме. Если на вход микросхемы поступит сигнал СЕКАМ или НТСЦ, АРУ не сработает и амплитуда поднесущей на входе АО превысит пороговое значение. Амплитудный ограничитель перейдет в режим ограничения и предотвратит перегрузку последующих каскадов.

После АО канал цветности разветвляется. Усилитель У1 питает линию задержки. При прохождении вспышек У1 закрывается. Это предотвращает искажения, которые могут появиться в результате многократного отражения вспышек в УЛЗ и суммирования отраженного сигнала с сигналом цветности. Усилитель У1 связан с БЦС и закрывается, когда принимаются сигналы СЕКАМ, НТСЦ или черно-белая программа. В закрытом состоянии У1 обеспечивает затухание сигнала более 50 дБ. Усилители цветоразностных сигналов У2 и У3 включаются

и выключаются через блок управления БУ. Постоянная времени срабатывания этого звена определяется емкостью конденсатора *C23*. В режиме «Не ПАЛ» постоянное напряжение на выводах *5, 10* и *11* микросхемы снижается до 4 В. В режиме ПАЛ это напряжение увеличивается до 8 В. Такая особенность микросхемы позволяет выполнить двухстандартный канал цветности ПАЛ/СЕКАМ с одной общей УЛЗ.

Резистор *R3* является нагрузкой эмиттерного повторителя, включенного на выходе У1. Задержанный сигнал с вывода *5* размахом около 2 В проходит через цепь согласования *C13R4L3* на вход УЛЗ. Указанное на рисунке включение выводов УЛЗ соответствует большинству линий задержки (DL610, DL711, TAU82 и др.). Задержанный сигнал U_1, амплитуда которого регулируется потенциометром *R5*, через вывод *7* микросхемы проходит на синхронные детекторы СД. Прямой сигнал U_0 подан на вторые входы СД через аттенюатор АТ с коэффициентом передачи минус 18 дБ, компенсирующий затухание сигнала в канале задержки, которое составляет 15 дБ (9 дБ — в УЛЗ и 6 дБ — в цепях согласования). Вместо внешних сумматора и вычитателя для разделения составляющих U_u и U_v используются сами СД, выполненные в виде аналоговых перемножителей, имеющих инвертирующие и неинвертирующие входы. На рисунке эти входы отмечены знаками «+» и «–». Такое схемное решение упрощает выполнение двухстандартного канала цветности ПАЛ/СЕКАМ. Чтобы обеспечить симметрию СД по постоянному току, постоянное напряжение в канал U_1 подается со второго выхода аттенюатора АТ через вывод *6* микросхемы. Цветовая поднесущая на этом выводе закорачивается на корпус конденсаторами *C15* и *C16*. В интервалы гашения по строкам и полям СД выключаются импульсами с выхода формирователя ФИ. В режиме «Не ПАЛ» СД также выключаются напряжением с выхода БЦС, проходящим через каскад ИЛИ.

Сигнал опорной поднесущей для СД вырабатывается ФАПЧ, в которую также входят фазовый детектор ФД и ФНЧ. Частота ГУН задается кварцевым резонатором 8,8 МГц, включенным последовательно с подстроечным конденсатором *C21* между выводами *14* и *15* микросхемы. После деления частоты на два формируются квадратурные опорные сигналы. Опорный сигнал, фаза которого совпадает с осью *B–Y*, подан на СД *B–Y*. Второй опорный сигнал с фазой *R–Y* поступает на ФД и через ЭК, инвертирующий сигнал в каждой второй строке, на СД *R–Y*. Сигнал цветности на ФД снимается с выхода АО. От формирователя ФИ на ФД поданы стробирующие импульсы, выделяющие вспышки ПАЛ. Фильтр нижних частот на выходе ФД образован внешними элементами *C18–C20, R7*. Кроме напряжения, управляющего частотой и фазой ГУН, ФД формирует также сигнал полустрочной частоты, повторяющий закон коммутации фазы вспышек. Этот сигнал подается в БЦС, где демодулятор полустрочной частоты ДПЧ сравнивает его с сигналом от счетного триггера СТ, управляющего коммутатором ПАЛ. На выходе демодулятора выделяются повторяющиеся каждую строку импульсы, полярность которых определяется фазой триггера. При

неправильной фазе импульсы положительны, а при правильной — отрицательны.

Сигнал от демодулятора полустрочной частоты поступает на ключ К1. Этот ключ управляется стробирующими импульсами от ФИ. При прохождении вспышек К1 переводится в положение *2*. Поэтому напряжение на накопительном конденсаторе *C11*, подключенном к выводу *16* микросхемы, определяется полярностью импульсов на выходе ДПЧ, напряжение на втором накопительном конденсаторе *C10* (вывод *18*) зависит от напряжения на выходе ДПЧ в паузах между импульсами. Знак разности напряжений между выводами *18* и *16* определяется тем, правильна или неправильна фаза СТ. При неправильной фазе напряжение на выводе *16* больше, чем на выводе *18*. Напряжения на конденсаторах *C10* и *C11* сравниваются компаратором КП. Если фаза СТ неправильна, напряжение на выходе КП увеличивается и блокирует триггер по установочному входу. Накопительные конденсаторы перезаряжаются, триггер вновь начинает работать, и, если фаза его опять оказывается неправильной, коррекция повторяется. При правильной фазе СТ напряжение на выводе *16* меньше, чем на выводе *18*, примерно на 1 В. Сигнал с выхода демодулятора полустрочной частоты используется также для включения канала цветности.

Напряжение с вывода *16* микросхемы поступает на вход триггера Шмитта ТШ, выполняющего функции выключателя цветности. Только при приеме сигнала ПАЛ и правильной фазе работы СТ канал цветности включается. Время срабатывания ТШ можно регулировать изменением емкости конденсатора *C17*, подключенного к выводу *19* микросхемы. Ключ К2 обеспечивает принудительное включение канала цветности. С вывода *21* напряжение $E_{упр}$ может быть подано на внешние переключаемые узлы, например на режекторный фильтр сигнала цветности. Внутри микросхемы напряжение $E_{упр}$ через логическую схему ИЛИ поступает на синхронные детекторы, что обеспечивает их выключение в режиме «Не ПАЛ». На второй вход схемы ИЛИ от формирователя импульсов ФИ подана смесь гасящих импульсов, которые выключают демодуляторы на интервалы гашения по строкам и кадрам. Через блок управления БУ триггер Шмитта открывает в режиме ПАЛ выходные усилители У2, У3, а также усилитель У1, питающий УЛЗ. При этом постоянное напряжение на выходах усилителей увеличивается с 4 до 8 В.

Напряжение с выхода демодулятора ДПЧ полустрочной частоты поступает также на устройство АРУ2. Из него вычитается напряжение, снятое с выхода *1* ключа К1. Разность детектируется пиковым детектором, входящим в состав АРУ2. Такая обработка сигнала уменьшает влияние шумов. Напряжение АРУ выделяется на выводе *22* микросхемы. В зависимости от размаха поднесущей во входном сигнале оно меняется от 3 до 6 В (6 В соответствует минимальному уровню сигнала цветности).

Формирователь ФИ разделяет поступающие на вывод *20* импульсы типа *SSC* на гасящие и стробирующие импульсы, которые используются в разных узлах микросхемы.

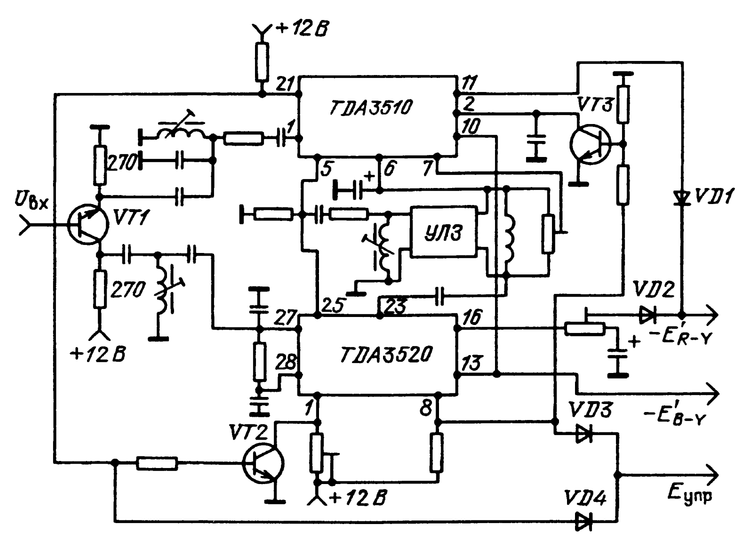


Рис.10.8. Канал цветности ПАЛ/СЕКАМ на микросхемах TDA3510 и TDA3520

Рассмотрим теперь особенности построения двухстандартного канала цветности на микросхемах TDA3510 и TDA3520 (или TDA3530). Упрощенная функциональная схема такого канала приведена на рис.10.8. Каждая микросхема работает автономно. Если принимается сигнал СЕКАМ, срабатывает БЦС в TDA3520. Напряжение на выводе *25* этой микросхемы увеличивается до 8 В и закрывает эмиттерный повторитель в TDA3510, эмиттер которого соединен с выводом *5*. Аналогично при приеме сигнала ПАЛ микросхема TDA3510 закрывает эмиттерный повторитель, нагруженный на вывод *25* в микросхеме TDA3520. Поэтому исключаются взаимные помехи и возможно использование общей УЛЗ. Когда принимается черно-белая программа, напряжение на соединенных выводах *5* и *25* микросхем уменьшается до 4,5 В (а не до 4 В, как при раздельной работе микросхем). Выходы *B–Y* обеих микросхем соединены между собой.

В режиме ПАЛ постоянная составляющая в сигнале E'_{B-Y} равна 8 В, при приеме черно-белой программы и сигнала СЕКАМ постоянная составляющая уменьшается до 6 В. Так как разброс соотношения сигналов E'_{B-Y}/E'_{R-Y} в микросхеме TDA3520 больше, чем в TDA3510, подстраивается только размах сигнала E'_{R-Y} на выходе TDA3520. Диоды *VD1* и *VD2* предотвращают взаимные помехи микросхем по сигналу E'_{R-Y}. В режиме СЕКАМ открыт диод *VD2* и закрыт *VD1*. В режиме ПАЛ постоянное напряжение с вывода *11* TDA3510 открывает диод *VD1* и закрывает *VD2*. Для повышения устойчивости работы БЦС микросхем в канал введены дополнительные транзисторы *VT2* и *VT3*, на базы которых поданы сигналы с выходов выключателей цветности микросхем. Если канал работает в режиме СЕКАМ, открывается *VT3* и

закрывает устройство АРУ ПАЛ. И наоборот, в режиме ПАЛ транзистор *VT2* выключает канал цветности СЕКАМ. Сигналы управления от выключателей цветности через схему ИЛИ, образованную диодами *VD3* и *VD4*, независимо проходят на общий выход.

Основные параметры канала рис.10.7:

Размахи выходных цветоразностных сигналов:

$-E'_{R-Y}$ .... 1,05 В±3 дБ

$-E'_{B-Y}$ .... 1,33 В±3 дБ

Размах полного входного сигнала .... 2 В

Диапазон работы АРУ.................................... ≥ 26 дБ

Полоса захвата ФАПЧ .... ≥±500 Гц

Номинальный размах стробирующих импульсов на выводе *20* .... 7,5 В

Ток, потребляемый от источника 12 В .... 60 мА

10.8. Канал цветности ПАЛ на микросхеме TDA4510

Микросхема TDA4510 — это процессор ПАЛ, размещенный в 16-выводном корпусе. Уменьшение по сравнению с TDA3510 числа выводов потребовало некоторого упрощения схемотехники. Несмотря на это, параметры TDA4510 не уступают параметрам TDA3510, а по мощности потребления достигается экономия более чем на треть.

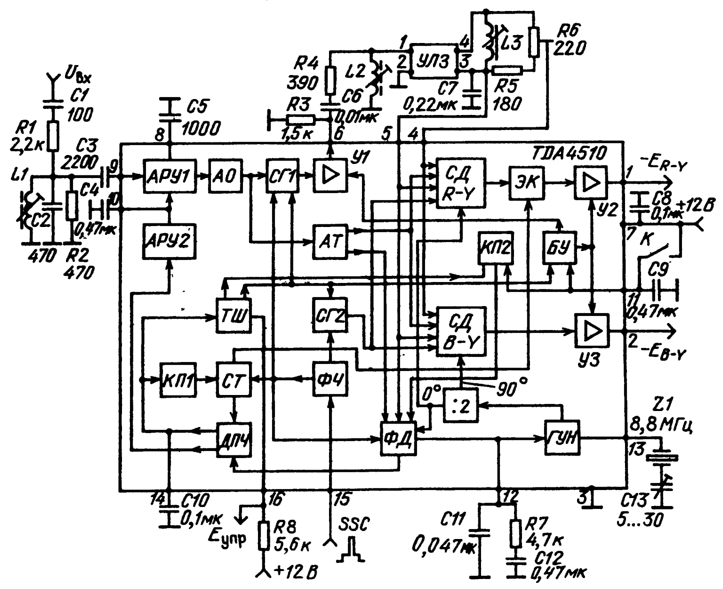


Рис.10.9. Канал цветности ПАЛ на микросхеме TDA4510

По схемным решениям TDA4510 весьма близка к демодулятору ПАЛ многостандартной микросхемы TDA4555 (§10.11), и, более того, можно сделать единую печать канала цветности, рассчитанную на использование как TDA4555, так и TDA4510. В последнем случае будет демодулироваться лишь сигнал ПАЛ.

Сигнал цветности, выделенный полосовым фильтром *L1C2* (рис.10.9), проходит исполнительную цепь АРУ (АРУ1), амплитудный ограничитель АО, предотвращающий перегрузку в режиме «СЕКАМ» и разветвляется на две цепи.

Канал задержки включает устройство гашения СГ1, обеспечивающее подавление вспышек, и буферный усилитель У1, подводящий сигнал через вывод *6* микросхемы и внешние согласующие элементы *R4, L2* к УЛЗ. Задержанный сигнал с движка *R6* через вывод *4* подается на синхронные детекторы СД. Прямой сигнал поступает на СД через аттенюатор АТ, компенсирующий потери в УЛЗ. С выхода АТ сигнал цветности направляется, кроме того, на фазовый детектор ФД системы ФАПЧ, в которую входят также ГУН и делитель частоты. Для уменьшения числа выводов устройство ФАПЧ сделано несимметричным - кварцевый резонатор *Z1* и ФНЧ *R7C11C12* подключены к корпусу.

Сигнал 7,8 кГц с выхода ФД поступает на детектор полустрочной частоты ДПЧ. На выходе ДПЧ выделяются импульсы, полярность которых зависит от того, правильна или неправильна фаза счетного триггера СТ. Импульсы интегрируются конденсатором *C10*. Если фаза неправильна и напряжение на *C10* превышает пороговое значение, срабатывает компаратор КП1, обеспечивая коррекцию фазы СТ. Когда фаза правильная, переключается триггер Шмитта ТШ. Напряжение с его выхода проходит на блок управления БУ и компаратор КП2, которые обеспечивают открывание усилителей У1-У3. Напряжения на выводах *6, 1, 2* в режиме ПАЛ увеличиваются с 3 до 9 В. Импульсы с выхода ДПЧ поступают на управляющее устройство АРУ2, детектируются и регулируют коэффициент передачи устройства АРУ1.

Напряжение $E_{упр}$ с вывода *16* микросхемы может использоваться для включения режекторного фильтра. При настройке устройства канал принудительно включается замыканием ключа К, подающего +12 В на вывод *11*.

Канал имеет следующие основные параметры:

Размахи выходных цветоразностных сигналов:
$-E'_{R-Y}$ .... 1,05 В±2 дБ
$-E'_{B-Y}$ .... 1,33 В±2 дБ
Размах полного входного сигнала .... 1...2 В
Диапазон работы АРУ .... ≥ 26 дБ
Полоса захвата ФАПЧ .... ≥ ±500 Гц
Номинальный размах стробирующих импульсов
на выводе *15* ....7,1 В
Ток, потребляемый от источника 12 В ....37 мА

10.9. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ телевизора «Рубин-Тесла»

Телевизор выполнен на базе УПИМЦТ-61. Электрическая схема канала цветности и переключателя СЕКАМ/ПАЛ приведена на рис.10.10.

Основу канала (модуль *AS6*) составляют микросхемы МСА640, МСА650 и МВА540 производства Чехословакии, которые являются функциональными аналогами микросхем соответственно ТСА640, ТСА650 и ТВА540. Переключение из режима СЕКАМ в режим ПАЛ осуществляется изменением напряжения на выводе *7* модуля от нуля до 12 В. В режиме ПАЛ открывается диод *VD1*, что вызывает шунтирование фильтра КВП *L1C4* резистором *R2*. При этом полоса пропускания фильтра расширяется до 1 МГц. Одновременно увеличение напряжения на выводах *4*

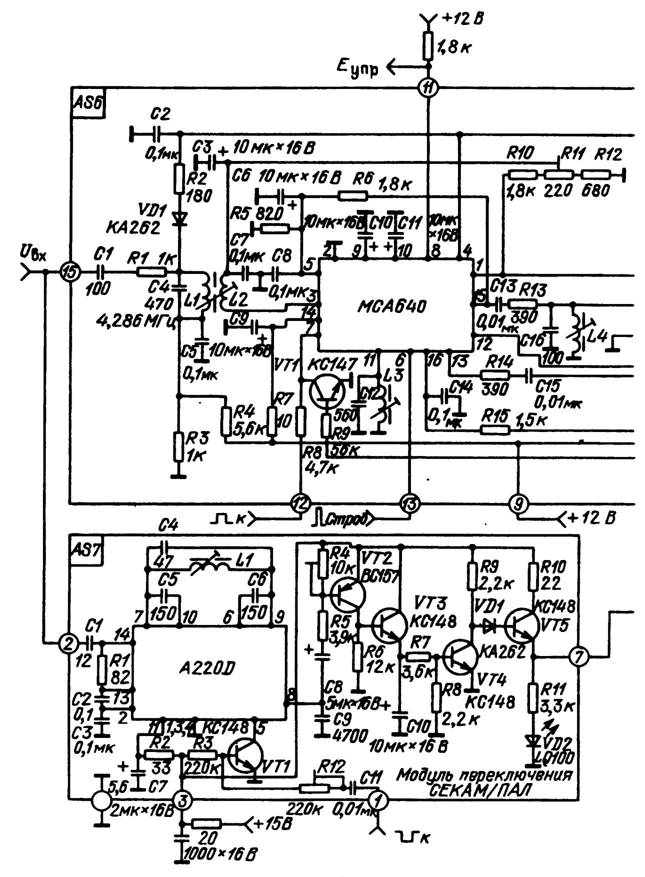
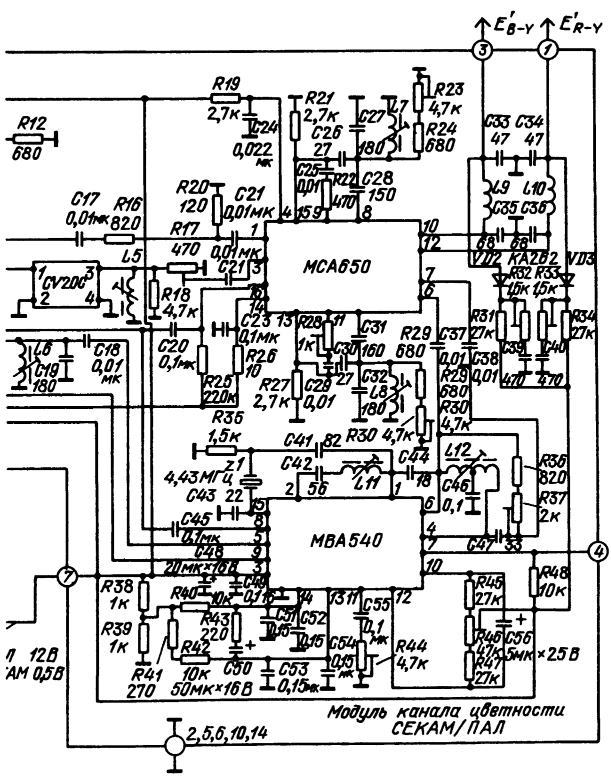


Рис.10.10. Канал цветности

микросхем МСА640 и МСА650, а также на выводе 3 МВА540 переводит микросхемы в режим ПАЛ и включает генератор опорной поднесущей. Контур *L6C19* выделяет вспышки поднесущей и служит также для регулировки их фазы (фаза сигнала опорной поднесущей, подаваемого на синхронный детектор *R–Y*). Сердечником в катушке *L11* подстраивается частота ГУН. Резистором *R37* меняют фазовый угол опорной поднесущей, подаваемой на синхронный детектор *B–Y*. Управляющее напряжение АРУ поступает с вывода *9* МВА540 через ФНЧ *R15C14* на вывод *16* микросхемы МСА640. Потенциометром *R44* подстраивают амплитуду вспышек. Потенциометр *R46* служит для балансировки фазового детектора. При работе в режиме ПАЛ напряжение 12 В с вывода *7* модуля закрывает диоды *VD2* и *VD3*, что приводит к выключению цепей КНП (*R32C39* и *R33C40*). Кроме того, переводится в насыщенный режим транзистор *VT1*, который при этом блокирует прохождение импульсов гашения полей на вывод *7* МСА640. Это предотвращает возможность



СЕКАМ/ПАЛ телевизора "Рубин-Тесла"

включения БЦС СЕКАМ, который работает в режиме кадровой цветовой синхронизации. Демодулированные цветоразностные сигналы положительной полярности выделяются на выводах *1* и *3* модуля.

Модуль переключения СЕКАМ/ПАЛ (*AS7*) содержит распознаватель сигнала СЕКАМ, который вырабатывает управляющее напряжение, подаваемое на вывод *7* модуля *AS6*. Основу распознавателя составляет частотный детектор на микросхеме А220Д (выпускавшийся в Германии функциональный аналог TBA120S). Контур *L1C4* частотного детектора настроен на частоту кадровых СЦС (3,9 МГц). Частотный детектор включается только в интервалы гашения полей. Для этого транзистор *VT1*,

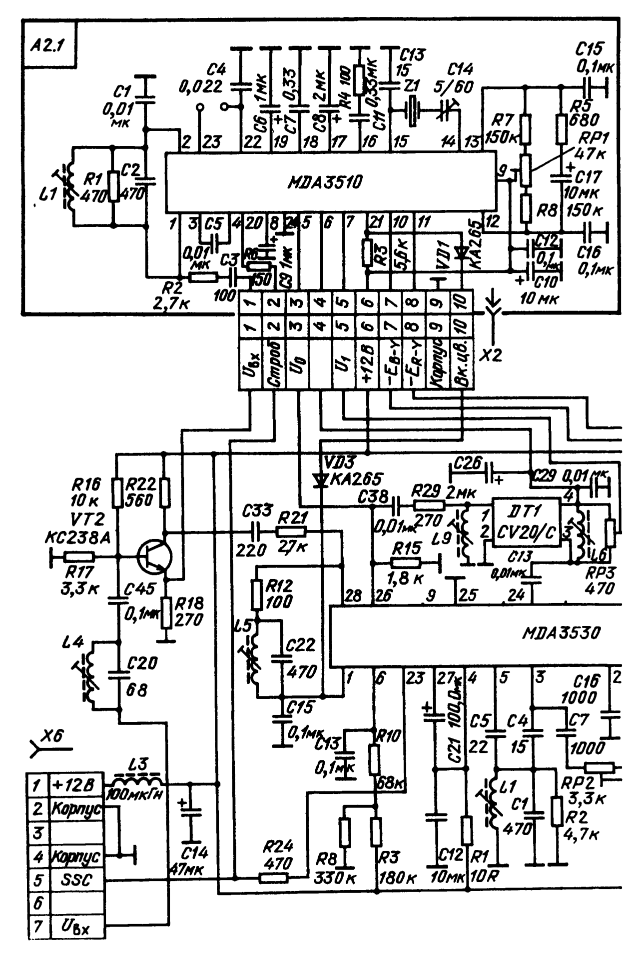
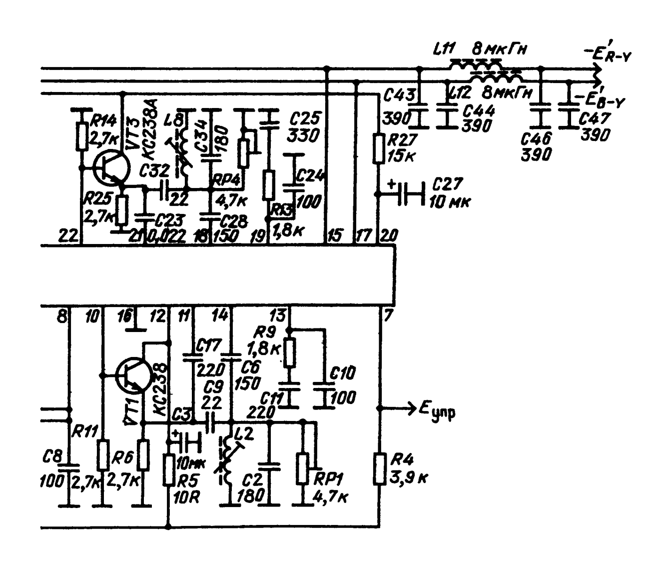


Рис.10.11. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ

шунтирующий вывод *5* микросхемы, закрывается отрицательными кадровыми импульсами. Сигналы цветовой синхронизации отрицательной полярности выделяются на выводе *8* микросхемы. Транзистор *VT2* инвертирует СЦС, и они заряжают накопительный конденсатор *C10*. На выходе модуля *AS7* (вывод *7*) управляющее напряжение снижается от 12 до 0,5 В. Гаснет светодиод *VD2*, являющийся индикатором работы декодера в режиме ПАЛ. Закрывается диод *VD1* в модуле *AS6*, и добротность КВП увеличивается до 16. Микросхемы МСА640 и МСА650 переводятся в режим «СЕКАМ», а МВА540 выключается (снимается напряжение питания, подаваемое на вывод *3*). Открываются диоды *VD2* и *VD3,* и тем самым включаются цепи КНП. Закрывается транзистор *VT1*, на вывод *7* МСА640 поступают импульсы гашения полей, и БЦС СЕКАМ срабатывает. При этом увеличивается напряжение на выводе *8* микросхемы МСА640, используемое для включения режекторного фильтра в канале яркости и для открывания регуляторов насыщенности в модуле УМ2-3-1 (не показанном на рис.8.10).

Таким образом, в рассматриваемом канале цветности при отсутствии входного сигнала микросхемы работают в режиме ПАЛ, а в режим «СЕКАМ» переводятся только после поступления на вход блока сигнала СЕКАМ. Как и во всех двухстандартных каналах цветности, согласующие цепи УЛЗ *L4L5, R17* настраиваются в режиме ПАЛ так, чтобы наилучшим образом разделялись компоненты U_u и U_v. В режиме «СЕКАМ» эти элементы регулировать не следует.



телевизора "Рубин-Тесла Ц-392Д"

Основные параметры канала:

Размах полного цветового видеосигнала на выводе *15* (от черного до белого) .... 1,6 В

Размахи демодулированных цветоразностных сигналов на выводах *1* и *3*:

$-E'_{R-Y}$ .... 0,8 В

$-E'_{B-Y}$ .... 1,0 В

Подавление перекрестных искажений в режиме «СЕКАМ» .... ≥ 32 дБ

Полоса захвата ФАПЧ .... ≥±600 Гц

10.10. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ телевизора «Рубин-Тесла Ц-392Д»

В основе телевизора лежит модель ЗУСЦТ.

Канал цветности (рис.10.11) выполнен на микросхемах MDA3530 и MDA3510 производства Чехословакии. Но в нем могут использоваться и их аналоги TDA3530, K174XA31 и TDA3510, K174XA28. По сравнению со стандартным включением в канале проведены некоторые усовершенствования. Потенциометр *RP1* позволяет регулировать постоянную составляющую на выходе фазового детектора ФАПЧ. Это дает возможность компенсировать несимметрию внутренних цепей микросхемы и повышает устойчивость работы ФАПЧ. Диоды *VD1*, *VD3* запирают канал СЕКАМ при приеме сигнала ПАЛ, что улучшает надежность распознавания системы ЦТ.

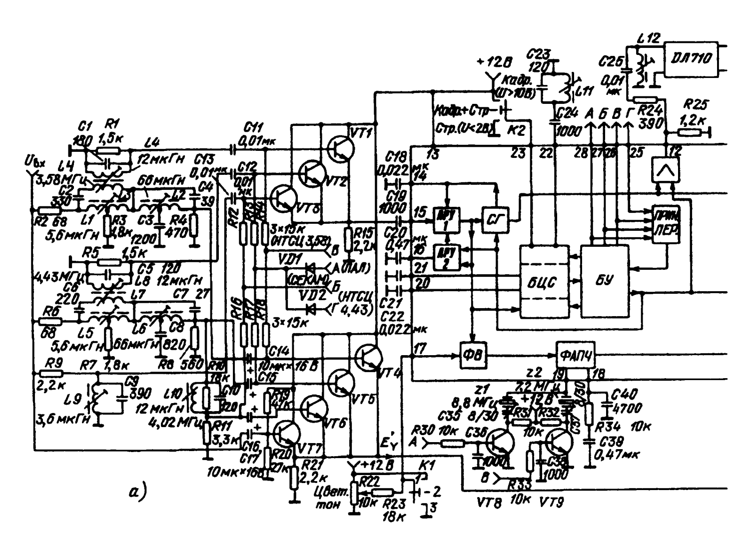


Рис.10.12. Канал цветности ПАЛ/СЕКАМ/НТСЦ

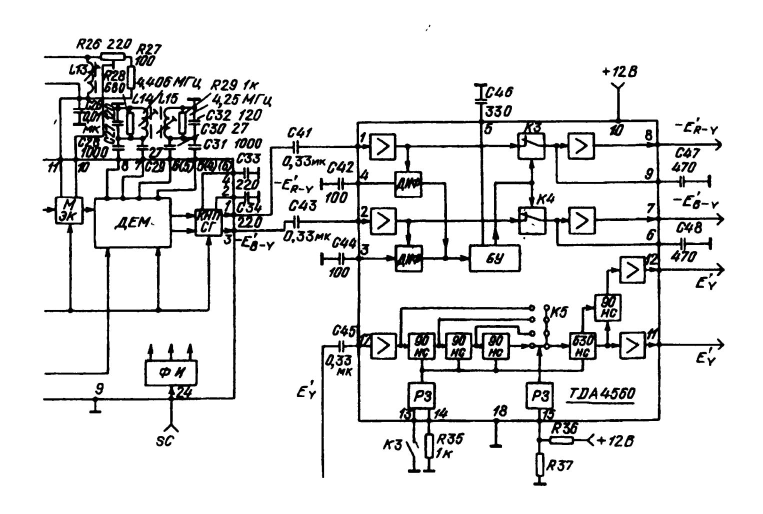
а — электрическая схема;

В канале СЕКАМ введены буферные эмиттерные повторители *VT1, VT3* на входах фазовращателей ЧД и резистор *R12* в цепи КВП, уменьшающий задержку сигнала цветности. Для уменьшения уровня остаточной поднесущей в демодулированных сигналах на выходах канала включены ФНЧ *C43L11C46* и *C44L12C47*.

10.11. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхемах TDA4555 и TDA4560

Микросхема TDA4555 обеспечивает демодуляцию сигналов СЕКАМ, ПАЛ, НТСЦ с частотой поднесущей 3,58 МГц и НТСЦ с частотой поднесущей 4,43 МГц. Микросхема TDA4560 содержит перестраиваемую гираторную линию задержки сигнала яркости и цепи, позволяющую повысить цветовую четкость.

Электрическая схема канала приведена на рис.10.12,*а* [10.4]. На входе канала предусмотрена система фильтров, обеспечивающая выделение сигнала цветности и его режекцию в сигнале яркости. Фазовые корректоры *L2C3* и *L6C8* повышают симметрию переходных характеристик и несколько уменьшают длительность фронтов и срезов в сигналах. Для каждого стандарта предусмотрен отдельный фильтр. Выходы фильтров коммутируются ключевыми устройствами на транзисторах *VT1–VT3* и *VT4–VT7*. Сигнал яркости НТСЦ проходит режекторный фильтр *L1C2R3* на частоту 3,58 МГц и фазовый корректор *L2C3*. Сигнал цветности выделяется контуром *L4C1*. Аналогичный фильтр



на микросхемах TDA4555 и TDA4560 (а):
б — упрощенный вариант схемы входных фильтров

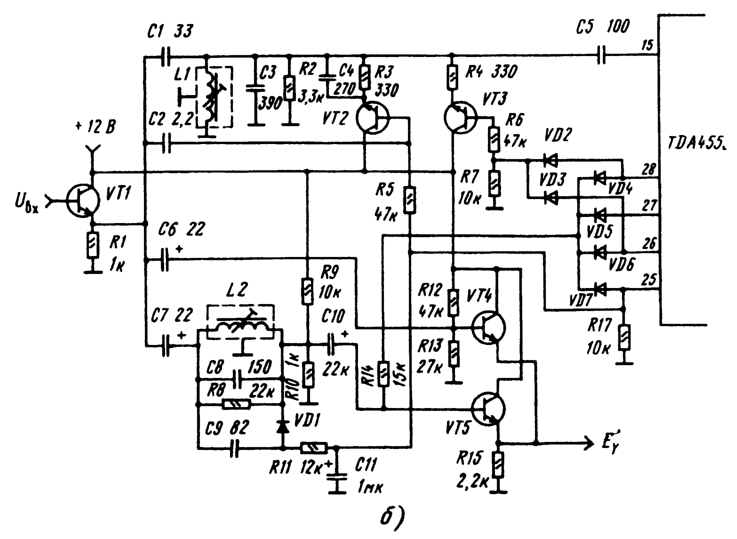


Рис.10.12. Канал цветности ПАЛ/СЕКАМ/НТСЦ на микросхемах TDA4555 и TDA4560 (б):

а — электрическая схема; б — упрощенный вариант схемы входных фильтров

L5C6R7 используется при приеме сигнала ПАЛ и НТСЦ с частотой поднесущей 4,43 МГц.

Когда принимается программа СЕКАМ, сигнал яркости проходит *L5, L6* и дополнительный режекторный фильтр *L10C10*, настроенный на частоту 4,02 МГц и расширяющий полосу режекции. Сигнал цветности СЕКАМ выделяется фильтром КВП *L9C9*.

В последних моделях телевизоров с использованием микросхемы TDA4555 фирма «Филипс» применила упрощенную схему входных фильтров, показанную на рис.10.12,*б*. В ней только две катушки индуктивности — *L1* в полосовом фильтре и *L2* — в режекторе. Когда принимается сигнал СЕКАМ, элементы *L1, C3, R2* образуют контур КВП. В режимах ПАЛ и $НТСЦ_{4,43}$ открывается транзистор *VT3* и добротность контура уменьшается благодаря шунтирующему действию резистора *R4*. При переходе в режим $НТСЦ_{3,58}$ открывается *VT2* и резонансная частота контура понижается благодаря подключению конденсатора *C4*. Резистор *R3* обеспечивает необходимое уменьшение добротности.

В режиме поиска видеосигнал проходит в канал яркости через *C6* и *VT4*, минуя режектор. Цветовая поднесущая в сигналах СЕКАМ, ПАЛ и $НТСЦ_{4,43}$ режектируется фильтром-пробкой *L2C8R8*. Для подавления цветовой поднесущей сигнала $НТСЦ_{3,58}$ к режектору подключается дополнительный конденсатор *C9*.

Микросхема TDA4555 содержит общие для сигналов разных стандартов цепи: АРУ, состоящую из двух звеньев — исполнительного каскада АРУ1 и устройства управления АРУ2; устройство гашения вспышки СГ, формирователь импульсов ФИ, уси-

литель сигнала, поступающего на УЛЗ. Кроме того, есть цепи, структура которых меняется в зависимости от стандарта. К ним относится матрица ПАЛ М, работающая в режиме СЕКАМ как коммутатор, демодуляторы ДЕМ в виде аналоговых перемножителей с подключаемыми в режиме СЕКАМ фазовращающими контурами *L14C27* и *L15C32*, а также цепи КНП *C33C34*, совмещенные с устройствами гашения СГ. Эти цепи коммутируются блоком управления БУ, связанным с БЦС. Блок управления обеспечивает выбор одного из четырех стандартов ЦТ. Для этого релаксационное устройство в БУ, управляемое кадровыми импульсами, поочередно, с интервалами в четыре периода кадровой развертки (80 мс) переводит узлы микросхемы в режимы ПАЛ, СЕКАМ, НТСЦ (3,58 МГц) и НТСЦ (4,43 МГц). Весь цикл занимает 320 мс. Если принимается один из сигналов перечисленных стандартов, БЦС опознает его и прекращает поиск.

В микросхеме предусмотрена задержка момента включения канала цветности после опознавания стандарта на 40 мс. Это предотвращает возможность ложного включения канала. Блок управления не только коммутирует внутренние цепи микросхемы, но формирует также управляющие напряжения для переключения внешних фильтров и кварцевых резонаторов (ключи *VT8, VT9*). Эти напряжения выводятся на контакты *25–28*. Контакт *25* соответствует стандарту НТСЦ 4,43 МГц, контакт *26* — НТСЦ 3,58 МГц, *27* — СЕКАМ и *28* — ПАЛ. В режиме поиска напряжения на этих контактах поочередно увеличиваются от 0,5 до 2,5 В. При этом транзисторы *VT1–VT3* один за другим открываются, пропуская на вход микросхемы (вывод *15*) сигнал цветности, прошедший соответствующий фильтр. В канале яркости во время поиска открыт транзистор *VT7*, так как напряжение на его базе, задаваемое делителем *R19R20*, больше 2,5 В. Поэтому сигнал яркости проходит в микросхему TDA4560, минуя режекторные фильтры. Если, например, принимается сигнал ПАЛ, напряжение на выводе *28* после опознавания системы увеличивается до 6 В и поиск прекращается. В этом режиме открываются транзисторы *VT2, VT5* и *VT8*, обеспечивая выделение сигнала цветности с частотой 4,43 МГц, соответствующую режекцию в канале яркости и подключение к системе ФАПЧ кварцевого резонатора на частоту 8,8 МГц. Аналогично работает БУ и при приеме других стандартов.

Если необходимо, один из четырех режимов работы БУ можно обеспечить без подачи сигнала цветности, увеличив на одном из выводов (*25–28*) напряжение до 9 В внешним резистором, соединенным с источником напряжения +12 В. Это может потребоваться при настройке канала. В режиме НТСЦ к системе ФАПЧ подключается внешний регулятор цветового тона *R22*, который с помощью фазовращателя ФВ регулирует фазу опорной поднесущей, формируемой системой ФАПЧ, на ±30° относительно номинального положения. Закорачивая на корпус с помощью ключа К1 вывод *17* микросхемы, выключают вспышки и принудительно открывают канал цветности. Подавая на вы-

вод *17* напряжение 12 В, выключают регулятор цветового тона и открывают канал цветности.

Блок цветовой синхронизации микросхемы содержит параллельно включенные синхронные демодуляторы. В режимах ПАЛ и НТСЦ на них подается опорный сигнал поднесущей от ФАПЧ. В режиме СЕКАМ используется внешний контур *L11C23*, настроенный на частоту 4,33 МГц. Меняя напряжение на выводе *23*, можно обеспечить строчную цветовую синхронизацию СЕКАМ (U_{23} = 0), кадровую цветовую синхронизацию (U_{23} = 12 В) и комбинированную строчно-кадровую синхронизацию (вывод *23* никуда не подключен, а напряжение на нем, равное 6 В, обеспечивается внутренними цепями микросхемы).

Микросхема TDA4560 уменьшает длительность цветовых переходов и позволяет получить необходимую задержку сигнала яркости. Принцип работы корректора цветовых переходов рассмотрен в гл.8.

Вместо внешней электромагнитной линии задержки в состав TDA4560 введена цепь из 14 гираторов, каждый из которых дает задержку на 90 нс. Коммутатор К5, управляемый напряжением на выводе *15* через регулятор задержки R3, меняет число используемых гираторов с восьми (τ = 720 нс) до 11 (τ = 990 нс). Кроме того, при замыкании вывода *13* на корпус выбранное значение задержки дополнительно увеличивается на 45 нс. Поэтому максимальная задержка сигнала яркости составляет 1035 нс. Если снимать сигнал E'_Y с вывода *11*, минимальная задержка составит 630 нс. Столь большая задержка сигнала яркости необходима для компенсации задержки цветоразностных сигналов в корректоре четкости. Требуемое время задержки устанавливается по виду цветовых переходов на экране телевизора.

Основные параметры канала цветности:

Размахи выходных сигналов:

$-E'_{R-Y}$ .... 1,05 В ± 2 дБ
$-E'_{B-Y}$ .... 1,33 В ± 2 дБ
$-E'_{Y}$ .... 0,5 В
Размах полного входного сигнала .... 1 В
Полоса захвата ФАПЧ .... ≥ ±500 Гц
Ток, потребляемый от источника 12 В .... 100 мА

10.12. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхеме TDA9160

Микросхема TDA9160 содержит всестандартный декодер, синхроселектор и цепи формирования сигналов для строчной и кадровой разверток (см. рис.4.14). На рис.10.13 приведена схема включения TDA9160. На входе микросхемы имеются коммутаторы, которые позволяют выбирать один из трех источников входного сигнала. Это может быть один из двух полных видеосигналов или сигнал *S-VHS*, содержащий раздельные ком-

поненты яркости (*S-VHS-Y*) и цветности (*S-VHS-C*). Дополнительный коммутатор служит для выбора одного из тех же трех источников сигнала для блока «кадр в кадре». Сигнал на блок PIP снимается с вывода *20*. С вывода *25* снимается сигнал на модуль телетекста. При этом выделяется лишь участок сигнала в интервале гашения полей, где передаются сигналы телетекста.

Выбранный коммутатором сигнал поступает в три параллельных канала. В канале яркости осуществляются режекция цветовой поднесущей с помощью встроенного гираторного фильтра и задержка во времени для частичной компенсации расхождения с демодулированным сигналом цветности. Сигнал яркости снимается с вывода *1* микросхемы. Сигнал цветности выделяется встроенным гираторным полосовым фильтром (в режиме «СЕКАМ» полосовой фильтр выполняет функции

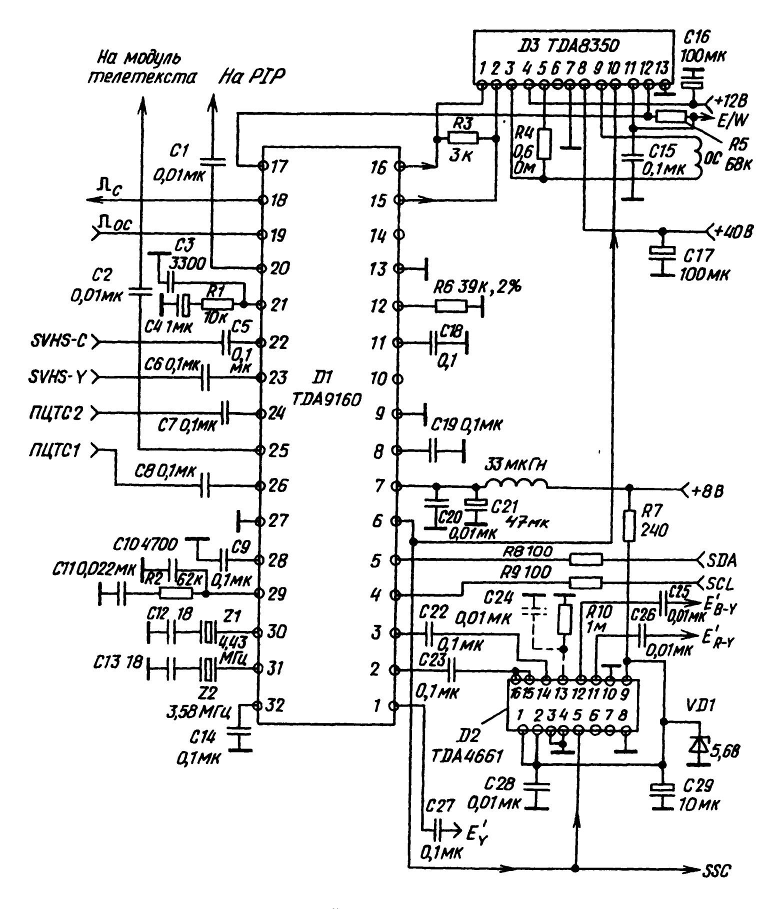


Рис.10.13. Всестандартный декодер на микросхеме TDA9160

КВП) и демодулируется. Кварцевые резонаторы ПАЛ и НТСЦ подключены к выводам *30* и *31*. Вывод *30* является опорным. Подключенный к этому выводу кварцевый резонатор используется также для автоподстройки внутренних гираторных фильтров. В режиме СЕКАМ этот резонатор должен иметь частоту 4,43 МГц.

Постоянная времени ФАПЧ в режимах ПАЛ и НТСЦ определяется внешней *RC*-цепью, подключенной к выводу *29*. Сигнал цветности СЕКАМ демодулируется с помощью частотного детектора в виде системы ФАПЧ с автоподстройкой в интервалах гашения полей.

Демодулированные цветоразностные сигналы с выводов *2* и *3* поступают на внешнее устройство задержки на строку (микросхема TDA4661). Если используется микросхема TDA4660, к ее выводу *13* подключается внешняя *RC*-цепь.

В канале синхроселектора обеспечивается выделение строчного и кадрового синхроимпульсов. Первая система ФАПЧ обеспечивает синхронность вырабатываемых импульсов со строчными синхроимпульсами. Постоянная времени этой ФАПЧ определяется параметрами *RC*-цепи, подключенной к выводу *21* микросхемы. Вторая система ФАПЧ формирует импульсы, запускающие выходной каскад строчной развертки. Эти импульсы снимаются с вывода *18*. Обратная связь от блока строчной развертки подводится к выводу *19*. Микросхема вырабатывает двухуровневый сигнал *SSC* с размахом 5 В, который снимается с вывода *6*.

Генератор кадровой пилы использует внешний конденсатор, подключенный к выводу *11*. Опорный ток заряда определяется значением резистора, соединяющего с корпусом вывод *12* микросхемы. Формирование кадрового сигнала производится путем счета числа строк по специальной программе. Пилообразные сигналы, запускающие кадровую развертку (на рисунке она выполнена на микросхеме TDA8350), снимаются с выводов *15* и *16*. С вывода *17* снимается сигнал, управляющий цепями коррекции геометрических искажений «восток-запад» (изменение формы параболического сигнала, коррекция трапецеидальных искажений, сдвиг изображения по вертикали и S-коррекция). Управление осуществляется по шине I^2C.

Двоичный адрес микросхемы:

A6	*A5*	*A4*	*A3*	*A2*	*A1*	*A0*	*R/W*
1	0	0	0	1	X	1	X

Если выход телетекста (вывод *25*) соединить с источником питания, то бит *A1* в адресе меняется с 0 на 1. Поэтому в 16-ричной форме адрес может быть записан как *8A* или *8E*.

Микросхема может работать в режиме приема информации (когда бит $R/\overline{W}$ адреса равен нулю) или в режиме передачи информации в процессор управления (когда R/W=1) (табл.10.2).

Таблица 10.2

Субадреса	Биты информации							
	8	7	6	5	4	3	2	1
Режим приема информации								
00	INA	INB	INC	IND	FOA	FOB	XA	XB
01	FORF	FORS	DL	STB	POC	FM	SAF	FRQF
02 (Цветовой тон)	-	-	HU5	HU4	HU3	HU2	HU1	HU0
03 (Сдвиг по горизонтали)	-	-	HS5	HS4	HS3	HS2	HS1	HS0
04 (Размер по горизонтали)	-	-	EW5	EW4	EW3	EW2	EW1	EW0
05 (Амплитуда параболы)	-	-	PW5	PW4	PW3	PW2	PW1	PW0
06 (Искажения в углах)	-	-	CP5	CP4	CP3	CP2	CP1	CP0
07 (Трапецеидальные искажения)	-	-	TC5	TC4	TC3	TC2	TC1	TC0
08 (Наклон по вертикали)	-	-	VS5	VS4	VS3	VS2	VS1	VS0
09 (Размер по вертикали)	-	-	VA5	VA4	VA3	VA2	VA1	VA0
0A (S-коррекция)	-	-	SC5	SC4	SC3	SC2	SC1	SC0
0B (Сдвиг по вертикали)	SBL	-	VSH5	VSH4	VSH3	VSH2	VSH1	VSH0
Режим передачи информации								
Адреса	POR	FS1	STS	SL	PROT	SAK	SBK	FRQ

Как видно из таблицы, основная часть информации, передающейся по шине, касается геометрических параметров изображения. Рассмотрим только те команды, которые относятся к декодированию сигнала.

Биты *INA/INB* и *INC/IND* позволяют независимо выбирать источник сигнала для декодера и устройства «кадр в кадре» (табл.10.3).

Таблица 10.3

INA (INC)	*INB (IND)*	Источник сигнала
0	0	ПЦТС1
0	1	ПЦТС2
1	0	*S-VHS*

Биты *FOA* и *FOB* служат для выбора постоянной времени ФАПЧ в синхроселекторе

Таблица 10.4

FOA	*FOB*	Режим ФАПЧ
0	0	Автоматический
0	1	Медленный
1	—	Быстрый

Биты *XA* и *XB* служат для выбора вариантов включения кварцевых резонаторов (табл.10.5).

Таблица 10.5

XA	*XB*	Кварцевые резонаторы
0	0	2 x 3,58 МГц
0	1	1 x 3,58 МГц
1	0	1 x 4,43 МГц
1	1	3,58 и 4,43 МГц

Биты FORF и *FORS* служат для выбора кадровой частоты (табл.10.6)

Таблица 10.6

FORF	*FORS*	Режим выбора кадровой частоты
0	0	Автоматический
0	1	60 Гц
1	0	50 Гц

Биты *FM, SAF* и *FRQF* определяют режим опознавания системы ЦТ (табл.10.7).

Таблица 10.7

Бит	Логика	Условие
FM	0	Автопоиск
	1	Принудительный режим
SAF	0	ПАЛ/НТСЦ
	1	СЕКАМ
FRQF	0	Второй кварцевый резонатор (вывод *31*)
	1	Основной кварцевый резонатор (вывод *30*)

Биты *HUE0–HUE5* обеспечивают 6 ступеней регулировки цветового тона от –45° (000000) до +45° (111111).

Бит *FSI* при передаче информации в блок управления сообщает значение кадровой частоты: *FSI* = 0 — 50 Гц; *FSI* = 1 — 60 Гц.

Бит STS сообщает статус коммутатора *S-VHS*: *STS* = 0 — сигнал *S-VHS* не включен; *STS* = 1 — сигнал *S-VHS* включен.

Биты *SAK, SBK* и *FRQ* сообщают режим демодуляции сигнала цветности (табл.10.8).

Таблица 10.8

SAK	*SBK*	*FRQ*	Режим демодуляции
0	0	0	ПАЛ, второй кварц
0	0	1	ПАЛ, основной кварц
0	1	0	НТСЦ, второй кварц
0	1	1	НТСЦ, основной кварц
1	0	0	Не используется
1	0	1	СЕКАМ, основной кварц
1	1	0	Цвет выключен
1	1	1	Цвет выключен

Передача информации в блок управления позволяет осуществлять индикацию режима работы декодера на экране телевизора.

Основные параметры микросхемы TDA9160:

Напряжение питания .... 8 В ± 10%
Потребляемый ток .... 70 мА
Номинальные размахи входных сигналов:
ПЦТС1 и ПЦТС2 .... 1 В
S-VHS-Y... 1 В
S-VHS-C .... 0,3 В
Выходной сигнал яркости .... 0,45 В
Задержка в канале яркости:
в режимах ПАЛ/НТСЦ .... 430 нс
в режиме СЕКАМ .... 480 нс
Частоты режекции:
в режиме ПАЛ .... 4,43 МГц
в режиме НТСЦ .... 3,58 МГц
в режиме СЕКАМ .... 4,29 МГц
Подавление паразитных связей во входных
коммутаторах .... ≥ 50 дБ
Размах сигнала для телетекста .... 1 В
Полоса канала цветности по уровню −3 дБ .. ≥ 1 МГц
Размахи выходных сигналов ($-E_{R-Y}/-E_{B-Y}$)
в режиме ПАЛ и НТСЦ .... 525/665 мВ
Размахи выходных сигналов ($-E_{R-Y}/-E_{B-Y}$)
в режиме СЕКАМ .... 1,05/1,33 В
Полосовой фильтр:
полоса пропускания в режиме ПАЛ .... 2 МГц
полоса пропускания в режиме НТСЦ .... 1,6 МГц
Фильтр КВП СЕКАМ:
центральная частота .... 4,29 ± 0,03 МГц
полоса пропускания .... 268 ± 28 кГц

10.13. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхеме TEA5640C

Микросхему TEA5640C выпускает фирма «Томсон» (Франция). Микросхема представляет собой многостандартный аналоговый процессор цветности с автоматической цифровой подстройкой параметров [10.5].

При работе микросхемы контролируются и поддерживаются на заданном уровне следующие параметры.

В режиме СЕКАМ: частота настройки КВП; затухание в УЛЗ; нулевые частоты ЧД.

В режиме НТСЦ: частота настройки входного полосового фильтра; частота и фаза опорной поднесущей.

В режиме ПАЛ: частота настройки входного полосового фильтра; частота и фаза опорной поднесущей; затухание в УЛЗ; фазовый сдвиг задержанного сигнала.

Электрическая схема канала приведена на рис.10.14. Для нормальной работы микросхемы на ее вывод *15* должен подаваться синусоидальный тактовый сигнал с частотой 62,5 кГц и

размахом около 3 В. Для этого используется дополнительный кварцевый автогенератор на частоту 4 МГц с последующим делением на 64. Микросхема управляется распознавателем стандартов, который частично переводит внутренние цепи сначала в режим СЕКАМ, затем в режим НТСЦ (3,58 МГц), далее в режим ПАЛ, в НТСЦ (4,43 МГц) и вновь в режим СЕКАМ. Режим СЕКАМ, являющийся для микросхемы приоритетным, поддерживается в течение четырех полей. При этом подстраиваются КВП, БЦС и оба частотных детектора. В режиме НТСЦ 3,58 и 4,43 МГц микросхема поддерживается на интервалы два поля, за время которых подстраиваются входной полосовой фильтр и генератор опорной поднесущей. Два интервала полей отведено и для опознавания сигнала ПАЛ. После того как опознавание принимаемого сигнала ЦТ произошло, микросхема блокируется в требуемом режиме.

Основу автоматики микросхемы составляет схема измерения частоты. Она выполнена в виде аналого-цифровой системы ФАПЧ, в которой сигнал ошибки записывается в регистрах Р1–Р4.

Сигнал цветности поступает в микросхему через вывод *25*. В режиме СЕКАМ фильтр КВП образован дросселем *L1*, внешним конденсатором С2 и внутренними конденсаторами *СО1–СО7*, подключаемыми к КВП с помощью регистра Р1 в процессе подстройки. Для этого ключ К1 переводится в правое положение и к внутреннему генератору Г подключается контур КВП, выполняющий при этом функцию частотно-задающей цепи. Частота полученных колебаний сравнивается с заданным значением, и регистр Р1 подключает к КВП столько внутренних конденсаторов, что разность частот становится меньше заданного допуска.

В режиме ПАЛ полоса пропускания фильтра расширяется путем шунтирования его резистором *RO2*. Когда принимается сигнал $НТСЦ_{3,58}$, транзистор *VT1* подключает к фильтру конденсатор *С3*, снижающий резонансную частоту до 3,58 МГц.

Далее сигнал цветности проходит АРУ, фазовращатель ФВ и поступает на матрицу ПАЛ/НТСЦ (сумматор С1 и вычитатель В1) и на первый вход коммутатора СЕКАМ (ЭК). Устройство АРУ управляется напряжением от перемножителя ФД1, который включается на время прохождения вспышек стробирующими импульсами. Фазовращатель ФВ работает только в режиме ПАЛ. Ключ К6, замыкаемый стробирующими импульсами, обеспечивает интегрирование конденсатором *С8* вспышек в сигнале U_V, снимаемых с выхода синхронного детектора *R–Y* (ФД4).

Вспышки демодулируются при постоянной фазе опорного сигнала. Поэтому их полярность меняется от строки к строке. Когда фазовая задержка, создаваемая УЛЗ, лежит в допустимых пределах, положительные и отрицательные значения демодулированных вспышек оказываются одинаковыми, и приращение напряжения на *С8* оказывается равным нулю. Если УЛЗ создает фазовую погрешность, амплитуды положительных и отрицательных демодулированных вспышек получаются разны-

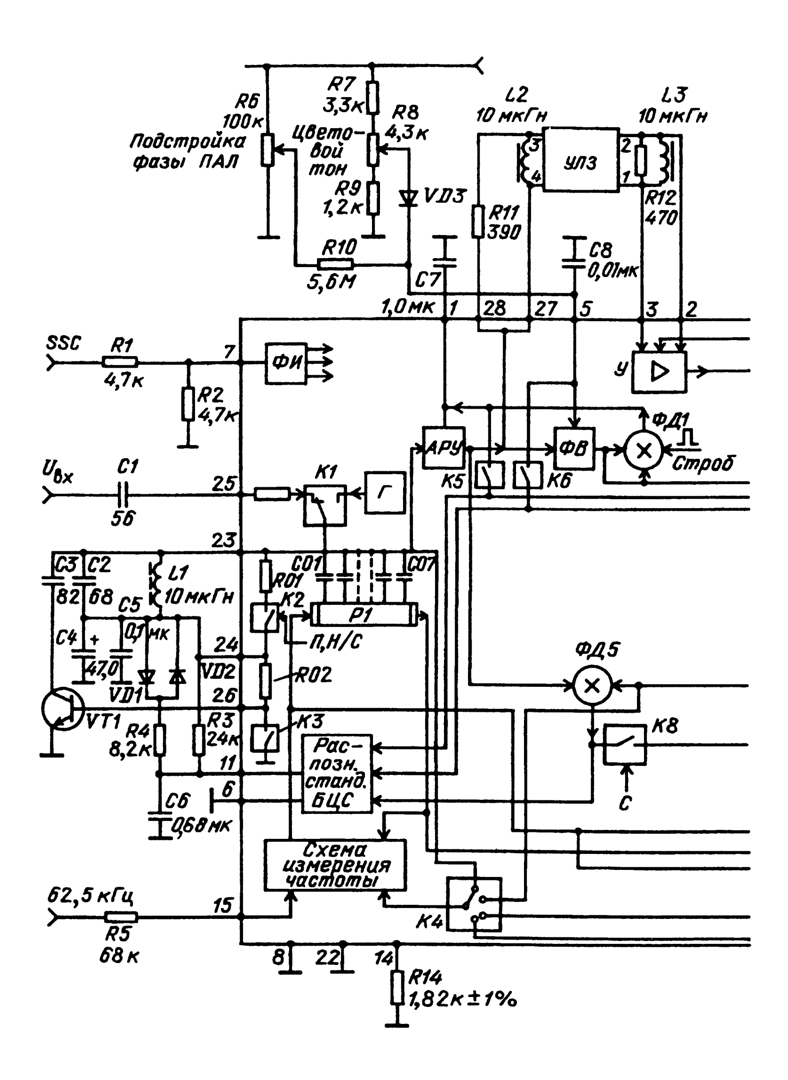
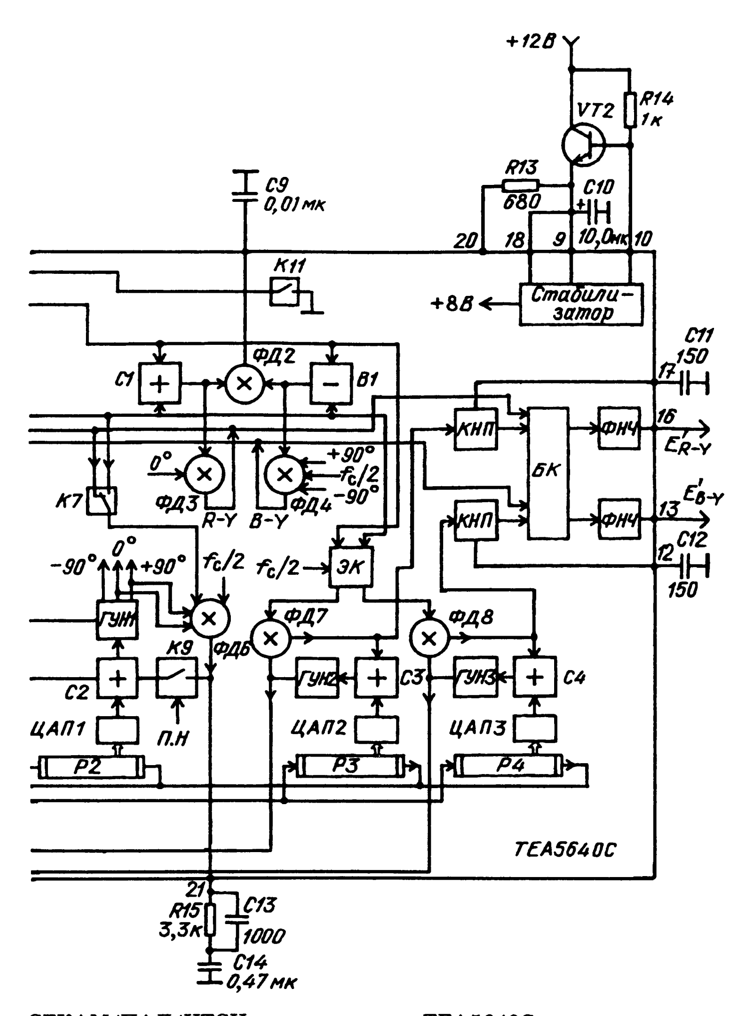


Рис.10.14. Четырехстандартный канал цветности

ми, напряжение на *C8* изменяется, и фазовращатель ФВ корректирует фазовую ошибку.

Регулируемый усилитель У на выходе УЛЗ используется для автоматической подстройки амплитуды задержанного сигнала. Фазовый детектор (перемножитель) ФД2 сравнивает фазы сигналов U_u и U_v при прохождении вспышек. При номинальной амплитуде задержанного сигнала фазы этих вспышек ортогональны, и напряжение на конденсаторе *C9* не получает приращения. При отклонении размаха задержанного сигнала в ту



СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхеме TEA5640C

или иную сторону от номинала фазовый сдвиг между вспышками становится отличным от 90°. Напряжение на *С9* меняется и воздействует на коэффициент передачи усилителя У так, что компенсирует погрешность.

Сигнал вспышек U_u с выхода С1 поступает на генератор опорной поднесущей в виде аналого-цифровой системы ФАПЧ, содержащей ГУН1, фазовый детектор ФД6, сумматор С2, цифро-аналоговый преобразователь ЦАП1 и регистр Р2. В режимах «ПАЛ» и НТСЦ замыкается ключ K9, и напряжение на выхо-

де сумматора С2 оказывается суммой выходного сигнала ФД6 и сигнала на выходе ЦАП1, который определяется записанным в регистр Р2 двоичным словом, зависящим от погрешности ГУН. Схема измерения частоты поочередно подключается к различным датчикам внутри микросхемы с помощью коммутатора К4, управляемого от распознавателя стандартов.

Формируемый ФАПЧ опорный сигнал с фазой 0° поступает на синхронный детектор сигнала E'_{B-Y} (ФД3). На синхронный детектор сигнала E'_{R-Y} подаются опорные сигналы ±90°, которые переключаются меандром напряжения полустрочной частоты. Как уже говорилось, вспышка U_V демодулируется при постоянной фазе опорного сигнала, что обеспечивает построчное чередование ее полярности.

В режиме СЕКАМ прямой и задержанный сигналы проходят электронный коммутатор ЭК, который разделяет составляющие U_R и U_B. В качестве частотных детекторов использованы системы ФАПЧ (ГУН2, С3, ФД7, ЦАП2, Р3 — для сигнала U_R и ГУН3, С4, ФД8, ЦАП3, Р4 — для сигнала U_B). Во время прохождения вспышек d_R и d_B схема измерения частоты определяет отклонения частот ГУН2 и ГУН3 от частот соответствующих вспышек и изменением содержания регистров Р3 и Р4 обеспечивает компенсацию погрешностей.

Демодулированные сигналы через цепи КНП с внешними конденсаторами *C11*, *C12*, блок коммутации БК и активные фильтры нижних частот ФНЧ выводятся наружу через контакты *13, 16*.

Система ФАПЧ, формирующая опорные сигналы ПАЛ/НТСЦ, в режиме «СЕКАМ» выполняет функции БЦС. Для этого замыкается ключ К8 и размыкается К9. Получается частотный детектор в виде системы ФАПЧ, сигнал на который снимается с выхода АРУ. Нулевая частота этого ЧД устанавливается равной 4,328 МГц. Демодулированные вспышки имеют чередующуюся по строкам полярность. Они поступают на исполнительную часть БЦС, где обеспечивают подачу на ЭК меандра напряжения полустрочной частоты с основного или инвертирующего выхода счетного триггера, в зависимости от того, правильна или неправильна его фаза.

Внутренние цепи микросхемы питаются напряжением +8 В, формируемым стабилизатором с внешним транзистором *VT2*.

Рассмотренный канал цветности имеет следующие основные параметры:

Номинальный размах входного сигнала ... 320 мВ$^{+6}_{-24}$ дБ

Размахи демодулированных сигналов:

E'_{R-Y} .... 1,05 В ± 20%

E'_{B-Y} .... 1,34 В ± 20%

Отношение E'_{B-Y}/E'_{R-Y} .... 1,1...1,45

Генератор опорной поднесущей:

полоса захвата .... ≥± 350 Гц

полоса удержания .... ≥± 500 Гц

Диапазон подстройки входного фильтра при *L1* = 10 мкГн, *C2* = 68 пФ .... ≥ 590 кГц

Регулировка цветового тона НТСЦ при изменении U_5 от 2 до 4,5 В .... $\Delta\varphi = \pm 40°$
Диапазон регулировки усиления в канале задержки .... –9 дБ
Диапазон регулировки фазового сдвига в канале задержки .... $\geq \pm 30°$
Ток потребления по выводам *9* и *18* .... $\leq$ 120 мА

10.14. Трехстандартный декодер на микросхемах TDA3590A и TDA3562A

В гл.4 рассмотрен комплект микросхем КР1021ХА3, КР1021ХА4, обеспечивающий демодуляцию сигнала ПАЛ и сигнала СЕКАМ с преобразованием его в «псевдо-ПАЛ». На рис.10.15 приведена электрическая схема конверторного декодера, обеспечивающего демодуляцию сигналов всех трех систем. Распознавание сигналов ПАЛ и СЕКАМ осуществляется автоматически, а для демодуляции сигнала НТСЦ замыкается ключ К1. В качестве декодера ПАЛ могут использоваться микросхемы TDA3562A или КР1021ХА4. Функции конвертора СЕКАМ/ПАЛ могут выполнять микросхемы TDA3591 (КР1021ХА3) или TDA3590A. В зависимости от типа используемого конвертора меняется положение перемычки *S2*.

В микросхеме TDA3590A принят ряд мер, повышающих устойчивость цветовой синхронизации и распознавания стандартов ЦТ [10.6].

Напряжение на выводе *1* TDA3590A управляет внутренней блокировкой БЦС. При E_5 > 0,5 В БЦС СЕКАМ выключается. Если же БЦС уже перевел микросхему в режим СЕКАМ, то блокировка по выводу *5* перестает функционировать. Это усовершенствование позволяет повысить устойчивость распознавания сигналов ПАЛ и СЕКАМ. Когда принимается сигнал ПАЛ, напряжение на выводе *5* TDA3562A увеличивается до 2...4 В (в зависимости от положения регулятора насыщенности *R58*). Это напряжение через делитель *R60R61* поступает на вывод *1* TDA3590A. В результате БЦС СЕКАМ поддерживается в состоянии «Не СЕКАМ». Полный цветовой видеосигнал с вывода *16* проходит на вывод *8* и далее на микросхему TDA3562A, БЦС которой поддерживает состояние ПАЛ. Если вместо сигнала ПАЛ на декодер поступит сигнал черно-белого телевидения, БЦС микросхемы TDA3562A перейдет в режим «Не ПАЛ». Напряжение на выводе *1* TDA3590A снизится до значений, меньших 0,5 В, и деблокирует БЦС СЕКАМ, который будет поддерживать микросхему TDA3590A в режиме «Не СЕКАМ».

Наконец, при подаче на вход декодера сигнала СЕКАМ БЦС СЕКАМ распознает его, и напряжение на выводе 6 TDA3590A, которое в черно-белом режиме превышает 10,5 В, начнет снижаться. Когда E_6 станет меньше 9,1 В, TDA3590A перейдет в режим СЕКАМ, т.е. включится модулятор и на выводе *8* выде-

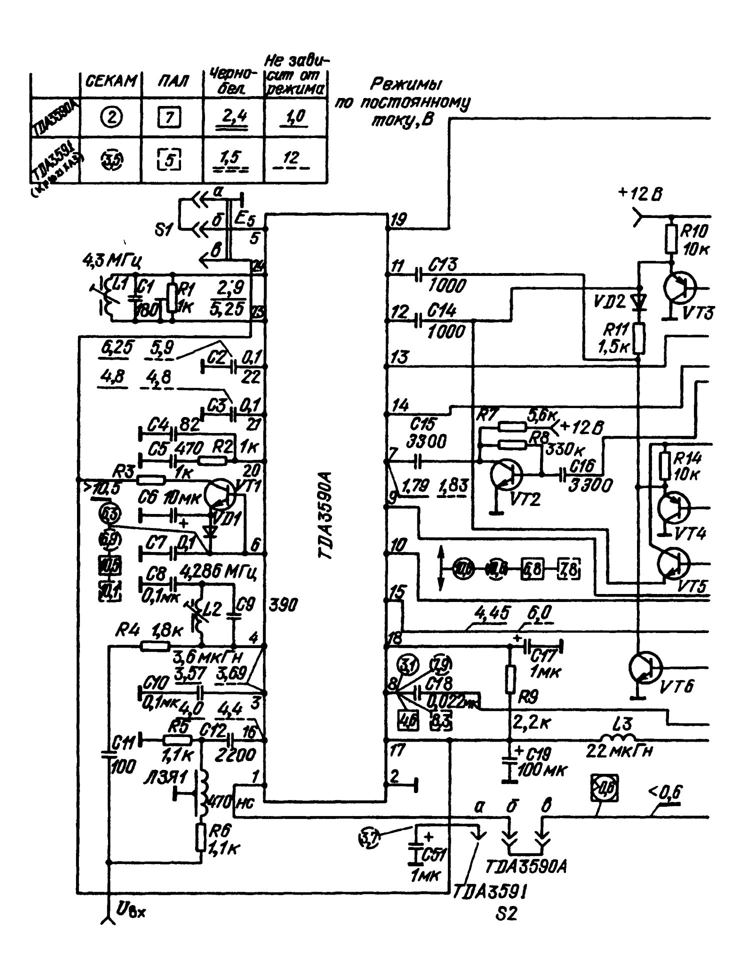
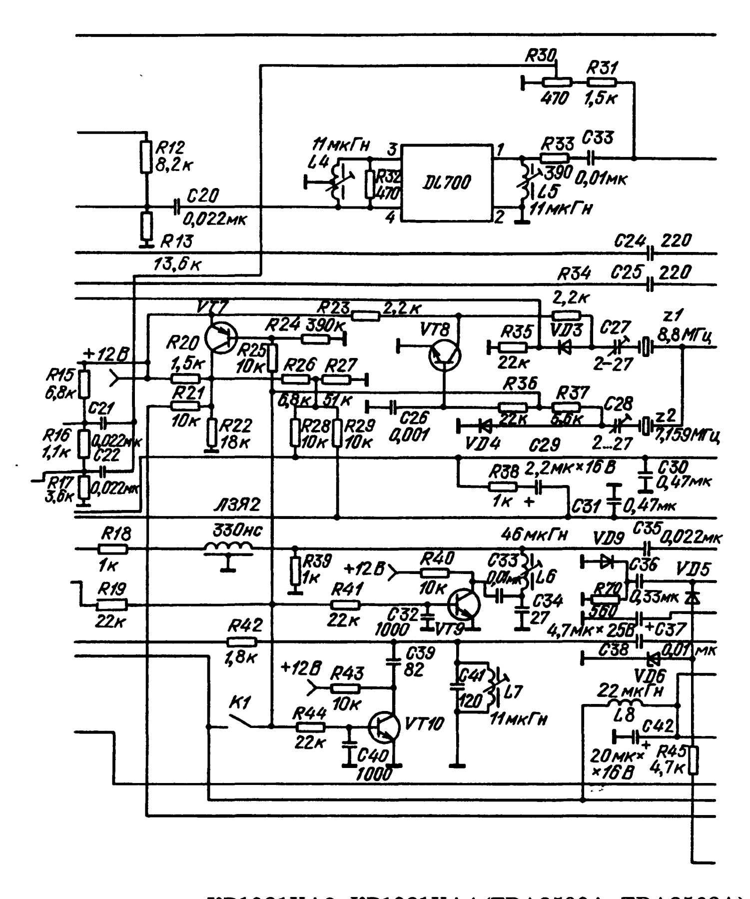


Рис.10.15. Трехстандартный декодер СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ

лится сигнал псевдо-ПАЛ. Чтобы предотвратить случайное срабатывание БЦС, в схему введены транзистор *VT1* и диод *VD1*, которые затягивают процесс снижения напряжения E_6. В черно-белом режиме, когда E_6 увеличивается до значений более 10,5 В, транзистор *VT1* быстро заряжает *C6*. При поступлении на микросхему сигнала СЕКАМ E_6 начинает уменьшаться. Конденсатор *C7* разряжается через внутреннее сопротивление микросхемы. Когда напряжение E_6 снизится на 0,3...0,5 В, откроется диод *VD1* (чтобы перепад напряжения был возможно меньшим, в качестве *VD1* используется германиевый диод или диод Шотки). В результате к выводу *6* микросхемы подключается конденсатор *C6* и начинается его разрядка. Так как емкость *C6* велика, процесс разрядки затягивается на доли секунды. Все это



на микросхемах КР1021ХА3, КР1021ХА4 (TDA3590A, TDA3562A)

время TDA3590A поддерживается в режиме «Не СЕКАМ», а TDA3562A — в режиме «Не ПАЛ», что обеспечивает опознавание стандарта СЕКАМ и дальнейшее уменьшение E_6. После перехода TDA3590A в режим СЕКАМ напряжение E_6 устанавливается на уровне 6,3 В. Сигнал псевдо-ПАЛ поступает на TDA3562A, которая опознает его и переходит в режим ПАЛ. Напряжение на выводе *1* TDA3590A увеличивается, но это уже не оказывает влияния на БЦС СЕКАМ. Такой режим поддерживается до тех пор, пока принимается сигнал СЕКАМ.

В микросхеме TDA3591 (или КР1021ХА3) нет цепи блокировки БЦС по выводу *1*. Поэтому при использовании этих микросхем перемычка *S2* устанавливается в положение *а-б*. К выводу *1* подключается конденсатор *C51*.

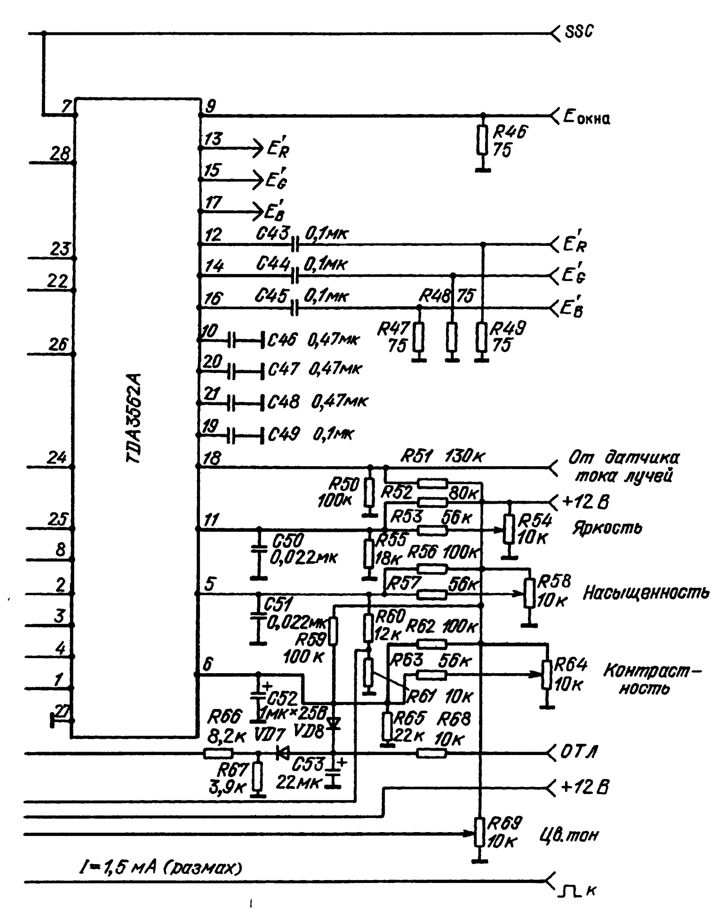


Рис.10.15. Трехстандартный декодер СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхемах КР1021ХА3, КР1021ХА4 (TDA3590A, TDA3562A)

Микросхема TDA3590A имеет более широкий линейный участок амплитудной характеристики по выводу *16*, чем TDA3591. Поэтому размах полного цветового видеосигнала на входе декодера может составлять до 2,7 В (в декодере на TDA3591 максимальный размах входного сигнала 2 В). В TDA3590A улучшена также линейность демодуляционной характеристики ЧД и расширен импульс, выделяющий участок опорного пакета поднесущей для БЦС от 0,8 до 1,5 мкс. На рис.10.15 указаны напряжения постоянного тока на выводах TDA3591/3590A.

По большинству других параметров микросхемы TDA3590A и TDA3591 (КР1021ХА3) идентичны.

Перемычка *S1*, соединенная с выводом *5* микросхемы конвертора, позволяет менять способ цветовой синхронизации СЕКАМ и метод формирования площадок фиксации в сигнале цветности. В положении *а-б* включается строчная цветовая синхронизация, а фиксация осуществляется по площадкам в демодулированном сигнале. При снятой перемычке сохраняется режим строчной цветовой синхронизации, причем площадки фиксации образуются введением в демодулированный сигнал на интервалах гашения по строкам специального опорного напряжения. Наконец, в положении *б-в* микросхема переводится в режим кадровой цветовой синхронизации, а площадки фиксации создаются опорным напряжением.

Параметры микросхемы TDA3562A и КР1021ХА4 достаточно близки.

Для повышения надежности распознавания сигнала псевдо-ПАЛ на вывод *2* TDA3562A подаются импульсы гашения полей. Амплитуда импульсов должна составлять около 2,5 В. Это требование выполняется благодаря применению ограничительной цепи, состоящей из стабилитрона *VD6* на соответствующее напряжение и резистора *R45*.

Напряжение с вывода *5* TDA3562A может быть использовано для управления включением режекторного фильтра.

В микросхеме TDA3562A предусмотрены входы для внешних сигналов основных цветов, например от системы Телетекст (выводы *12, 14, 16*). Электронный коммутатор, осуществляющий переключение микросхемы в режим работы от внешних сигналов, управляется постоянным напряжением, подаваемым на вывод *9* (0 В — внутренние сигналы, 1 В — внешние сигналы).

Как уже говорилось, для перевода декодера в режим НТСЦ замыкается ключ К1. В результате открывается диод *VD2*, переводятся в насыщенный режим транзисторы *VT6*, *VT8–VT10*, а *VT3* и *VT4* закрываются. Задержанный сигнал на вывод *11* TDA3590A не поступает, а прямой сигнал через открывшийся *VT5* проходит на контакт *12* микросхемы конвертора. Диод *VD3* закрывается, а *VD4* — открывается. При этом к выводу *26* TDA3562A вместо кварцевого резонатора 8,8672374 МГц подключается резонатор на частоту 7,15909 МГц, что соответствует удвоенному значению частоты цветовой поднесущей НТСЦ. К режекторному фильтру *L6C34* и полосовому фильтру *L7C41* подключаются дополнительные конденсаторы *C33* и *C39*, что обеспечивает необходимую перестройку резонансных частот этих фильтров. Напряжение на коллекторе *VT7* снижается с 12 В до значения, задаваемого потенциометром *R69* (7,5...8,5 В). Это переводит TDA3562A в режим НТСЦ и позволяет регулировать цветовой тон изображения, так как коллектор *VT7* через *R26, R28* и *R29* соединен с выходом фазового детектора вспышки (выводы *24* и *25* TDA3562A).

Необходимым условием работы микросхемы TDA3562A является присутствие на выводе *18* напряжения от датчиков токов лучей кинескопа. Если датчики отключить, устройство автоматического баланса темновых токов с помощью специального

триггера выключит сигналы *RGB*. Поэтому декодер настраивают совместно с выходными видеоусилителями и эквивалентом кинескопа.

Основные параметры декодера:

Номинальные размахи выходных сигналов основных цветов .... 4 В
Размах полного входного сигнала:
  для TDA3590A .... 1,7 В
  для КР1021ХА3 .... 0,7 В
Диапазон работы АРУ .... ≥ 30 дБ
Диапазон регулировки контрастности .... 5...15 дБ
Диапазон регулировки цветовой насыщенности .... 50 дБ
Полоса захвата ФАПЧ .... ≥ ±500 Гц
Фазовая погрешность ФАПЧ .... ≤ 5°
Допуски на соотношения цветоразностных сигналов на выводах *13, 15, 17*:
  E'_{B-Y}/E'_{R-Y} .... 1,78 ± 10%
  E'_{G-Y}/E'_{R-Y} .... −0,51 ± 10%
  E'_{G-Y}/E'_{B-Y} .... −0,19 ± 25%
Подавление перекрестных искажений между цветоразностными сигналами .... ≥ 40 дБ

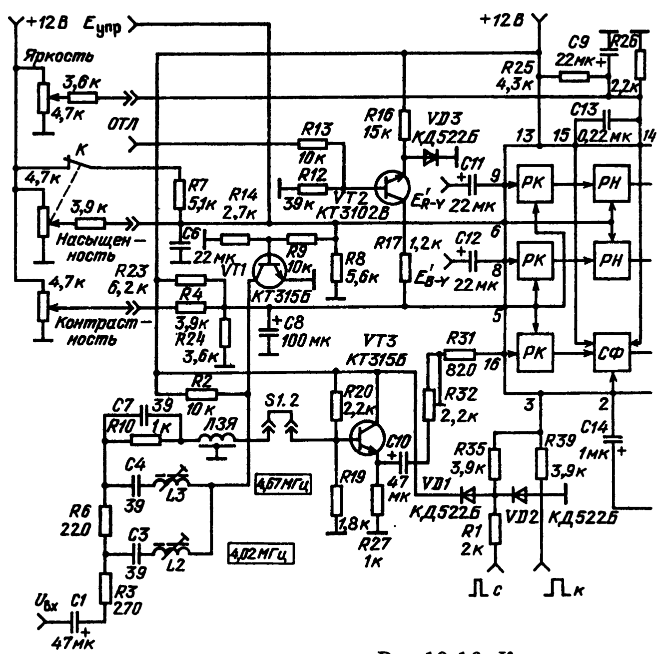
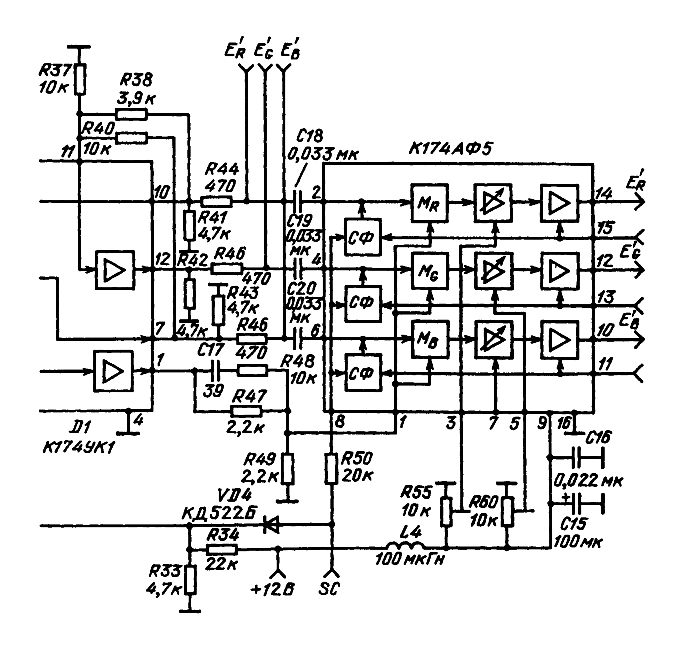


Рис.10.16. Канал яркости

Нестабильность уровня черного в выходных сигналах при изменении содержания изображения	≤ 100 мВ
Относительное изменение уровней черного в трех выходных сигналах при регулировке контрастности, яркости и нестабильности напряжения питания ±10%	≤ 20 мВ
Номинальный размах стробирующих импульсов	7 В
Глубина регулировки цветового тона в режиме НТСЦ	±40°
Ток, потребляемый от источника 12 В	200 мА

10.15. Канал яркости на микросхемах К174УК1 (МСА660) и К174АФ5

Электрическая схема канала яркости телевизора ЗУСЦТ приведена на рис. 10.16. Сигнал яркости через режекторный фильтр *L2C3L3C4* и линию задержки яркости ЛЗЯ подводится к выводу *16* микросхемы К174УК1. Вход микросхемы — низкоомный и управляется током. Поэтому номинальный коэффициент передачи канала устанавливают последовательно включенным рези-



на микросхемах К174УК1 и К174АФ5

стором *R32*. Чтобы режекторный фильтр функционировал, должен быть открыт каскад на транзисторе *VT1*. Режектор выключается, если закорачивается на корпус вход $E_{упр}$ ключом в канале цветности или размыкается ключ К, объединенный с регулятором цветовой насыщенности. Цветоразностные сигналы положительной полярности подводятся к выводам *8* и *9* микросхемы.

Все три сигнала проходят электронные регуляторы контрастности РК, управляемые напряжением на выводе *5*, а цветоразностные сигналы — еще и регуляторы насыщенности РН, управляемые по выводу *6* микросхемы. При выключении режектора одновременно по регуляторам насыщенности закрываются цветоразностные каналы.

Транзистор *VT2* — это компаратор ограничителя среднего тока луча кинескопа. Напряжение на его эмиттере задано делителем, нижнее плечо которого образовано открытым диодом *VD3*. Когда напряжение на базе *VT2*, пропорциональное среднему току лучей, превышает напряжение на эмиттере, транзистор открывается и шунтирует вход управления электронных регуляторов контрастности, что снижает до необходимого уровня размахи сигналов на катодах кинескопа.

Фиксация уровня черного в сигнале яркости осуществляется стробирующими импульсами, подаваемыми на вывод *2* К174УК1. Эти импульсы выделяются из сигнала *SC* с помощью ограничителя по минимуму на диоде *VD4*. На вывод *3* микросхемы поступает смесь строчных и кадровых гасящих импульсов. Пассивная матрица на резисторах *R37–R40* формирует сигнал $-E'_{G-Y}$, который проходит через инвертор внутри микросхемы на вывод *12*. Три цветоразностных сигнала через разделительные конденсаторы *C18–C20* поступают на входы микросхемы К174АФ5 (матрица *RGB*). Эти входы используются и для подачи внешних сигналов *RGB*. Постоянные составляющие внешних сигналов должны быть около 10 В, чтобы закрыть выходы микросхемы К174УК1 и исключить появление помех от принимаемого телевизором сигнала.

На входах микросхемы К174АФ5 в звеньях СФ производится фиксация уровней черного цветоразностных сигналов или внешних сигналов *RGB*. Для этого используются стробирующие импульсы, подаваемые на вывод *8*.

Сигнал яркости с выхода К174УК1 размахом около 3 В подводится к выводу *1* К174АФ5 через аттенюатор R47R49, так как номинальный размах входного сигнала яркости для микросхемы К174АФ5 составляет 1 В.

Цепь *C17R48* компенсирует спад АЧХ на верхних частотах полосы пропускания. После цепей матрицирования сигналы *RGB* проходят регуляторы, служащие для настройки баланса белого на ярких участках изображения. Регуляторы управляются внешними потенциометрами *R55, R60*. Коэффициент передачи в канале E'_B не регулируется.

В канале используются выходные видеоусилители с активной нагрузкой, электрическая схема которых приведена на рис.7.15.

Основные параметры канала вместе с видеоусилителями:

Номинальные размахи выходных сигналов *RGB* .. 80 В
Размах полного входного сигнала .... 2 В
Номинальные размахи входных цветоразностных сигналов:
E'_{R-Y} .... 0,52 В
E'_{B-Y} .... 0,66 В
Нелинейные искажения в сигнале яркости ...... ≤ 12%
Диапазон регулировки контрастности .... 12 дБ
Диапазон регулировки насыщенности .... 12 дБ
Пределы регулировки уровня черного в выходных сигналах .... 100...150 В
Номинальные размахи внешних сигналов *RGB* ..... 1 В
Ток, потребляемый от источника 12 В .... 120 мА

10.16. Канал яркости на микросхеме К174ХА17

Микросхема К174ХА17 (TDA3501) обеспечивает всю необходимую обработку сигнала яркости и цветоразностных сигналов, оперативную регулировку контрастности, насыщенности и яркости, ограничивает пиковый ток лучей кинескопа. В ней предусмотрена возможность подключения внешних сигналов основных цветов при сохранении функций регуляторов контрастности и яркости. Микросхема рассчитана на использование совместно с микросхемой К174ХА16. В микросхеме предусмотрены выходы для подключения к видеоусилителям и входы для сигналов обратной связи.

На рис.10.17 приведена электрическая схема канала яркости на микросхеме К174ХА17. Цветоразностные сигналы отрицательной полярности через разделительные конденсаторы *C5, C6* поступают на внутренние схемы фиксации СФ1 и СФ2. Оперативные электронные регуляторы насыщенности РН управляются напряжением от потенциометра *R14*, подводимым к выводу *16*. При напряжении на этом контакте менее 1,8 В цветоразностные сигналы ослабляются более чем на 40 дБ (выключается цветность). Внутренняя пассивная матрица М1 формирует сигнал E'_{G-Y}. Сигналы основных цветов получаются с помощью трех матриц М2–М4 в виде дифференциальных каскадов. Сигнал яркости проходит внешний фильтр, состоящий из режектора *L1C1* и фазового корректора *L2C3*. (Может быть использован и любой другой режекторный фильтр.) Потенциометр *R3* позволяет компенсировать разброс значения коэффициента передачи канала. После эмиттерного повторителя VT1 и линии задержки сигнал поступает через вывод *15* на матрицы М2–М4, формирующие сигналы E'_R, E'_G, E'_B. Устройство фиксации уровня черного на входе *15* не предусмотрено. Ключи К1–К3, управляемые сигналом, подаваемым на контакт *11*, позволяют вместо принятых от телецентра сигналов вводить в каналы

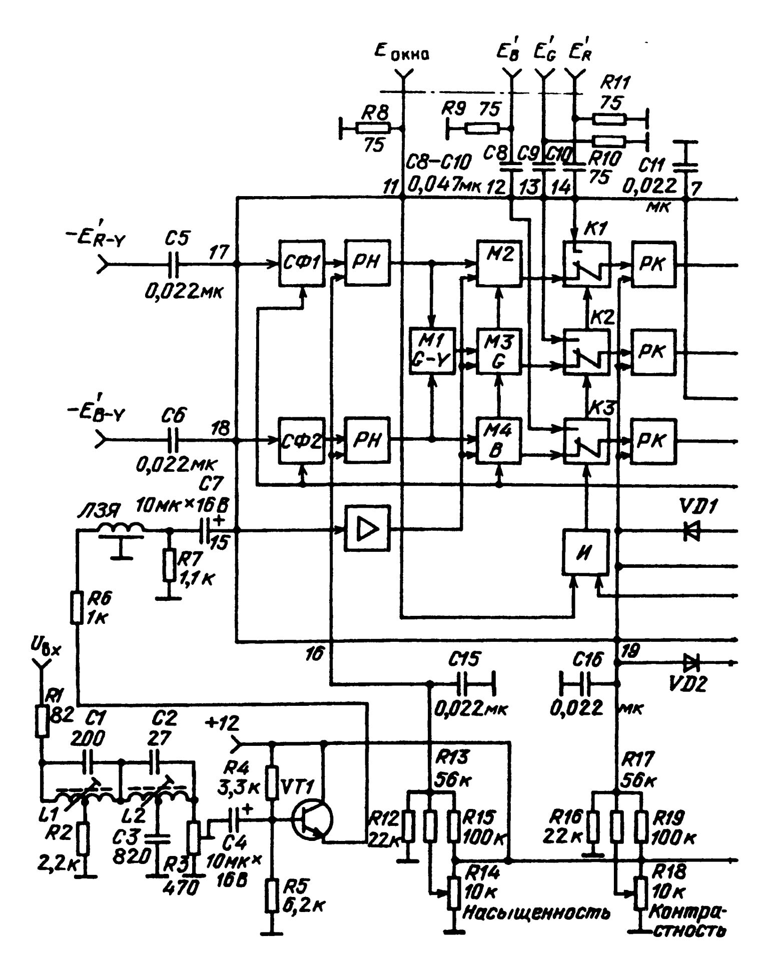
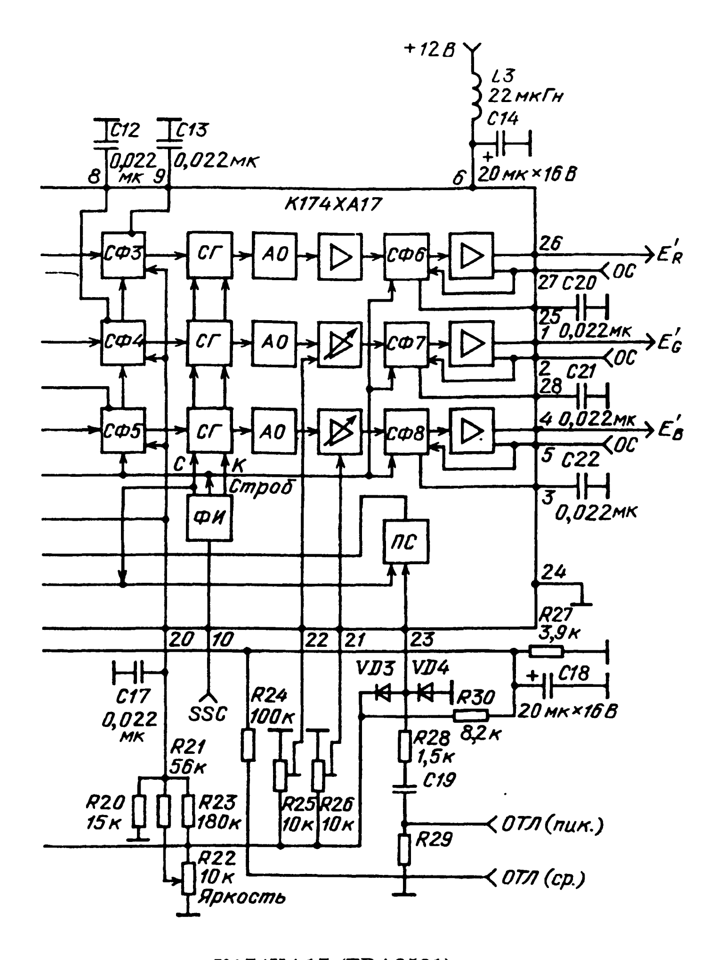


Рис.10.17. Канал яркости

RGB внешние сигналы, которые подключаются к выводам *12–14*. Ключи имеют достаточное быстродействие для того, чтобы коммутировать сигналы только на части поля, например для введения титров.

После ключей сигналы проходят электронные регуляторы контрастности РК (управление по выводу *19* потенциометром *R18*) и цепи фиксации уровней черного СФ3–СФ5 с регулировкой яркости (потенциометр *R22*). К цепям фиксации подключены внешние накопительные конденсаторы *C11–C13*. Фиксация осуществляется стробирующими импульсами, которые выделяются из сигнала *SSC* в формирователе импульсов ФИ. Кроме стробирующих импульсов на выходе ФИ формируются



на микросхеме К174ХА17 (TDA3501)

строчные и кадровые гасящие импульсы, поступающие на цепи гашения СГ. Строчные импульсы проходят, кроме того, через логическое звено И на ключи К1–К3, обеспечивая на время обратного хода по строке соединение матриц со входами регуляторов контрастности. Благодаря этому исключаются скачки яркости при переходе от внутренних сигналов к внешним. Чтобы устранить возможность перегрузки выходных видеоусилителей, после цепей гашения СГ в каналах *RGB* предусмотрены ограничители амплитуды АО. Эти каскады ограничивают размахи сигналов, если они превышают номинальное значение на 25% как в сторону белого, так и в области «чернее черного». После ограничителей в каналах *G* и *B* установлены элек-

тронные регуляторы, необходимые для настройки баланса белого на ярких участках изображения. Они управляются потенциометрами *R25* и *R26*. Вывод *23* используется для подведения сигнала, управляющего ограничением пикового тока лучей кинескопа. Для этого в состав микросхемы введено пороговое устройство ПС, выход которого соединен со входом управления контрастностью (вывод *19*). Пороговое устройство срабатывает, когда мгновенное значение напряжения на выводе *23* становится меньше 6 В.

Диоды *VD3* и *VD4* служат для защиты микросхемы. Средний ток лучей кинескопа ограничивается с помощью диода *VD2*. Когда напряжение управления на средней точке делителя *R24R27* становится меньше напряжения на выводе *19*, диод *VD2* открывается и уменьшает контрастность. В микросхеме имеется также внутренний диод *VD1* между выводами *19* и *20*. Он предотвращает превышение допустимого тока лучей из-за неправильной установки регулятора яркости. Если напряжение на выводе *20* станет на 0,5...0,7 В выше, чем на выводе *19*, *VD1* открывается, снижая яркость.

За электронными регуляторами баланса белого в микросхеме следуют цепи фиксации СФ6–СФ8 и предоконечные дифференциальные усилители. На вторые входы этих усилителей (выводы *27, 2* и *5*) поступают сигналы отрицательной обратной связи от выходных видеоусилителей. К выводам *25, 28* и *3* подключены накопительные конденсаторы цепей фиксации. Управляются эти цепи стробирующими импульсами с выхода ФИ. Оконечные видеоусилители могут быть выполнены по схеме на рис.7.15.

Основные параметры канала яркости:

Номинальный размах полного входного сигнала ... 2 В
Номинальные размахи входных цветоразностных сигналов:
$-E'_{R-Y}$ .... 1,05 В
$-E'_{B-Y}$ .... 1,33 В
Номинальные размахи внешних сигналов основных цветов .... 1 В
Сигнал, управляющий ключами К1–К3:
внутренние сигналы U_{11} .... −0,5...+0,3 В
внешние сигналы U_{11} .... 0,9...1,5 В
Диапазон регулировки контрастности ...... −17...+3 дБ
Диапазон регулировки насыщенности ..... −20...+6 дБ
Диапазон изменения уровня черного в сигнале при регулировке яркости (в процентном соотношении к размаху сигнала) .... ±50%
Диапазон регулировки размахов сигналов потенциометрами *R25, R26* по отношению к номинальному значению .... От 60 до 140%
Порог срабатывания устройства ограничения пикового тока лучей кинескопа .... U_{22} = 6 В

Номинальный размах стробирующих импульсов ....7,5 В
Ток, потребляемый от источника +12 В .... 100 мА

10.17. Канал яркости на микросхеме TDA3505

Микросхема TDA3505 (К174ХА33) является модернизацией микросхемы TDA3501. Входная часть ее в основном повторяет TDA3501. Введена лишь цепь фиксации СФЗ в канал яркости (рис.10.18).

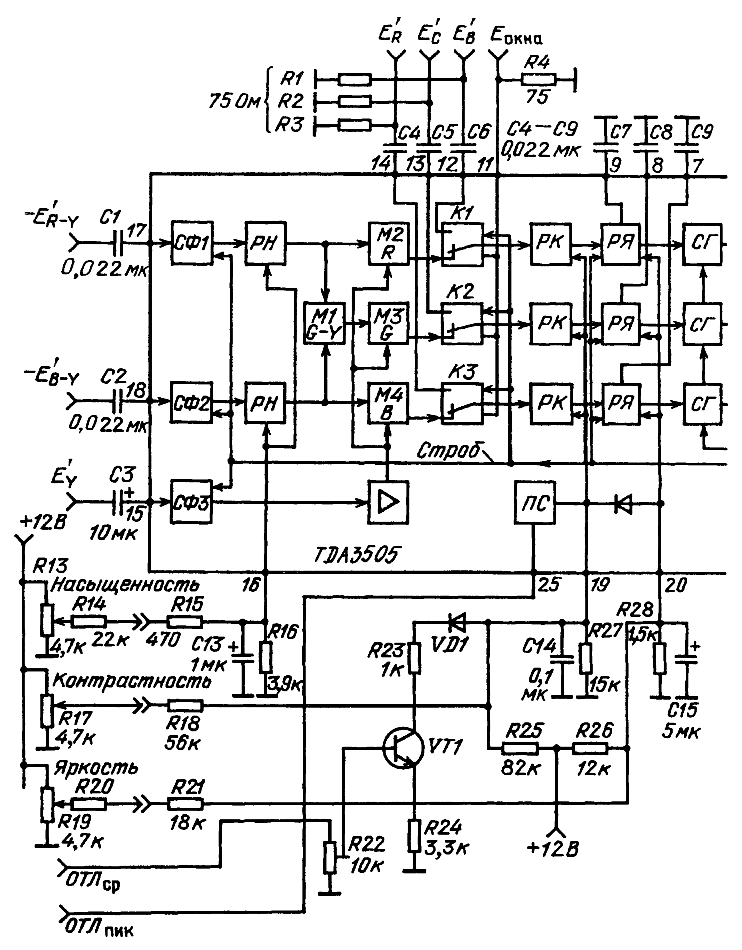
Как и в TDA3501, предусмотрена возможность подключения внешних сигналов *RGB*. Для этого служат ключи К1–К3. В вводимых сигналах осуществляется фиксация уровней черного. По цепям управления регуляторов контрастности РК ограничивается ток лучей кинескопа. Ограничение по среднему току производится с помощью транзистора *VT1*, на базу которого поступает управляющее напряжение, пропорциональное току лучей от блока высоковольтного выпрямителя. Когда транзистор открывается, закорачивается на корпус вывод *19* микросхемы, что уменьшает контрастность изображения. Если такой регулировки оказывается недостаточно, открывается диод, соединяющий выводы *19, 20*, и снижается яркость изображения.

Для ограничения пикового тока лучей между корпусом и выводом аквадага кинескопа включают резистор сопротивлением около 100 Ом (см. рис.5.31). Напряжение с этого резистора через вывод *25* микросхемы подают на пороговое устройство ПС. При его срабатывании между корпусом и выводом *19* микросхемы включается генератор тока, уменьшающий контрастность. В случае, когда ограничение пикового тока не требуется, вывод *25* шунтируют на корпус блокировочным конденсатором 1...5 мкФ.

Основная особенность TDA3505 — наличие цепей автобаланса темновых токов.

С помощью сумматоров С1–С3 в сигналы *RGB* вводят измерительные импульсы, которые вырабатываются формирователем импульсов ФИ2. В его состав входит счетчик строк. При прохождении 21-й строки после начала импульса гашения полей во все три канала вводится импульс для измерения токов утечки.

Основные измерительные импульсы вводятся в каналы *RGB* соответственно при прохождении 22-, 23- и 24-й строк. Темновые токи считываются измерительными транзисторами, входящими в состав выходных видеоусилителей, и протекают через общий измерительный резистор *R12*. Напряжение с этого резистора поступает на вывод *26* микросхемы. Оно проходит через внутреннюю защитную цепь из двух диодов на компаратор КП1, где происходит компенсация токов утечек. Емкость накопительного конденсатора тока утечки *C16* выбрана так, что при включении телевизора зарядка *C16* растягивается на все время разогрева катодов кинескопа. Поэтому в TDA3505 не тре-



буется защитной триггерной схемы, как в TDA3562A (или в КР1021ХА4).

Ключ К замыкается строчными гасящими импульсами, что вызывает разрядку конденсатора *C17*. Это устраняет взаимные помехи между основными измерительными импульсами, которые присутствуют в строках *22–24*. С помощью компараторов КП2–КП4 импульсы с вывода *26* сравниваются с импульсами от ФИ2.

Полученные постоянные напряжения запоминаются накопительными конденсаторами *C10–C12* и с помощью сумматоров С4–С6 подстраивают уровни черного в сигналах.

Заземленные выводы накопительных конденсаторов *C16* и *C10–C12* должны быть расположены возможно ближе к общему выводу (*24*) микросхемы.

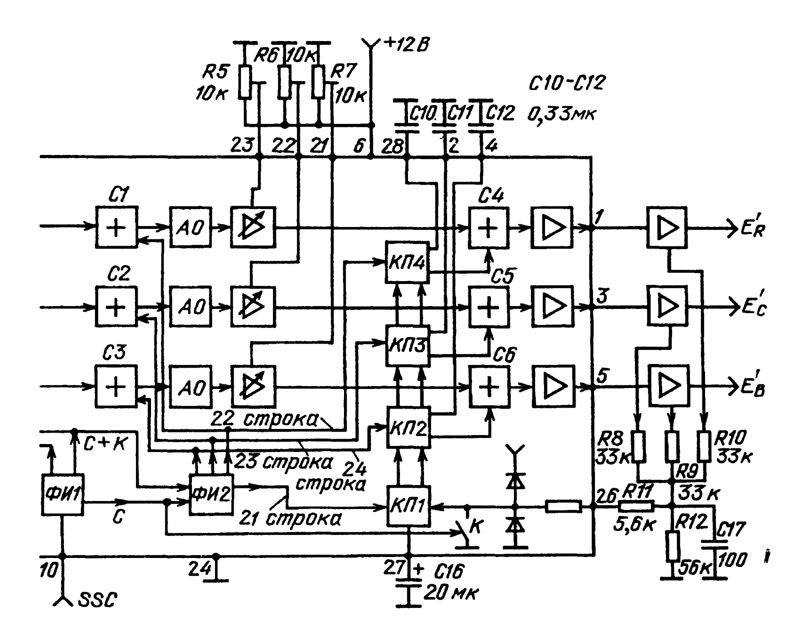


Рис.10.18. Канал яркости на микросхеме TDA3505 (К174ХА34)

На рис.10.18 не показаны внешние цепи канала яркости (режекторный фильтр и ЛЗЯ). Они могут быть выполнены, как показано на рис.10.17.

Микросхема TDA3505 позволяет использовать вместо автобаланса ручную подстройку уровней черного. Для этого достаточно присоединить выводы *28, 2, 4* к движкам потенциометров (4,7...10 кОм), включенных между корпусом и источником +12 В.

Выходные видеоусилители могут быть выполнены по схеме на рис.7.17. При этом в качестве *R1* используется постоянный резистор сопротивлением 180 Ом.

Канал имеет следующие основные параметры:

Номинальный размах полного видеосигнала на выводе *15* .... 0,45 В

Номинальные размахи входных цветоразностных сигналов, В:

- $-E'_{R-Y}$ .... 1,05 В
- $-E'_{B-Y}$ .... 1,33 В

Номинальные размахи внешних сигналов основных цветов, В .... 1 В

Сигнал, управляющий ключами К1-К3, В:

- внутренние сигналы U_{11} .... < 0,4 В
- внешние сигналы U_{11} .... 0,9...3 В

Диапазон регулировки контрастности при U_{19} = 2...4,3 В .... −18...+3 дБ
Диапазон регулировки насыщенности при U_{16} = 2,1...4,3 В .... −20...+6 дБ
Диапазон изменения уровня черного в сигнале по отношению к размаху сигнала при U_{20} = 1...3 В .... ±50%
Порог срабатывания устройства ограничения пикового тока лучей кинескопа .... U_{25} = 5,5 В
Рабочий диапазон изменения уровней черного на выводах *1, 3, 5* .... ΔU = 4,6 В
Рабочий диапазон изменения управляющего напряжения автобаланса .... U_{26} = 0...6,5 В
Номинальный размах стробирующих импульсов .... U_{10} = 7,5 В
Ток, потребляемый от источника +12 В ....85 мА

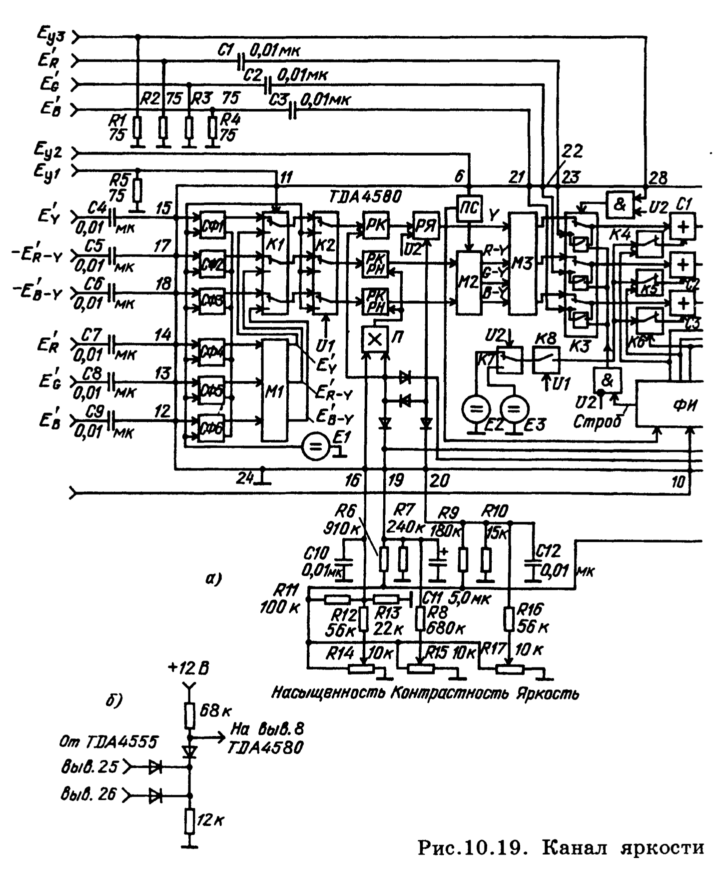


Рис.10.19. Канал яркости

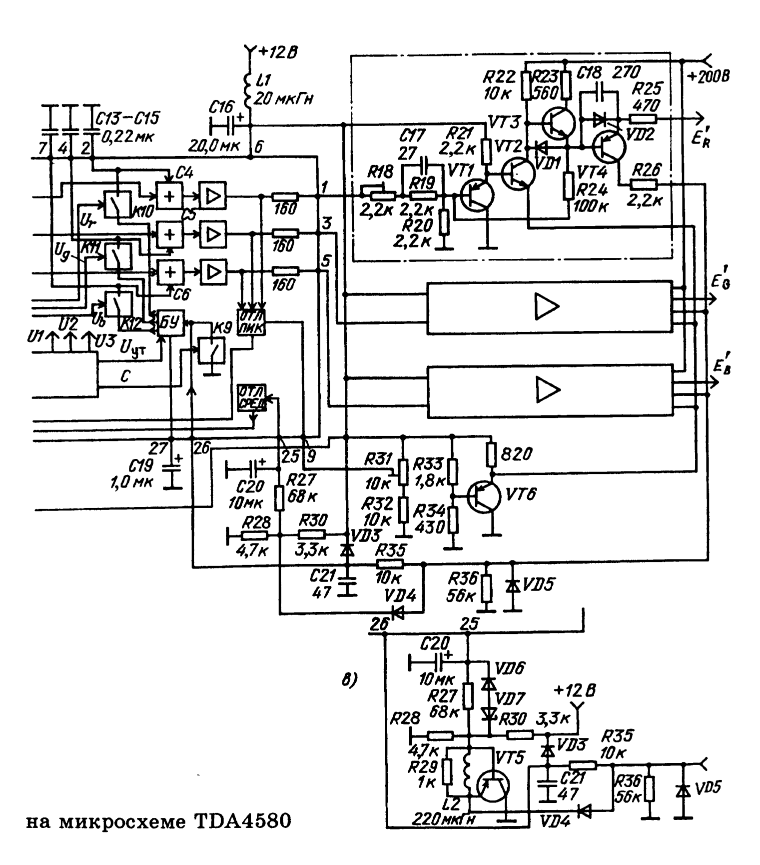
10.18. Канал яркости на микросхеме TDA4580

Электрическая схема канала приведена на рис.10.19,*а*. Микросхема TDA4580 рассчитана на работу совместно с многостандартным процессором цветности TDA4555. TDA4580 содержит ряд усовершенствований, расширяющих ее функциональные возможности и улучшающих качество цветного изображения в многостандартном декодере. К таким усовершенствованиям относятся:

возможность подключения двух групп внешних сигналов *RGB*, одна из которых проходит все оперативные регуляторы в микросхеме;

выравнивание уровней черного в основных и вводимых сигналах;

использование переключаемой матрицы *RGB*, учитывающей разные основные цвета в системах ПАЛ/СЕКАМ, с одной стороны, и НТСЦ — с другой;



на микросхеме TDA4580

переключение интервалов гашения полей в соответствии с особенностями систем ЦТ;

подстройка уровня ограничения пиковых токов лучей кинескопа;

расширение полос пропускания по сигналам *Y*, *R–Y*, *B–Y* и первой группе сигналов *RGB* до 8 МГц, а по второй группе сигналов *RGB* до 10 МГц.

Сигналы E'_Y, E'_{R-Y}, E'_{B-Y} от канала цветности, а также первая группа внешних сигналов *RGB* (выводы *12–14*) проходят цепи фиксации уровней черного (СФ1–СФ6). При этом в качестве опорного уровня используется напряжение от внутреннего эталонного источника E_1. Далее сигналы E'_Y, E'_{R-Y}, E'_{B-Y} поступают на первые входы электронного коммутатора К1, управляемого по выводу *11* напряжением E_{y1}. Внешние сигналы *RGB* проходят матрицу М1, где они преобразуются в сигналы E'_Y и E'_{R-Y}, E'_{B-Y}, которые поступают на вторые входы К1. При таком методе подведения внешних сигналов они проходят через все оперативные регуляторы. С выхода К1 сигналы поступают на коммутатор гашения К2, управляемый смесью U_1 гасящих импульсов полей и строк (рис.10.19,*а*). На время гашения выходные цепи К2 подключаются к источнику опорного напряжения E_1. В микросхеме TDA4580 применена новая функциональная схема регуляторов контрастности и насыщенности. В цветоразностных каналах для этого обычно используют по два последовательно включенных электронных регулятора. Данная схема содержит по одному электронному регулятору (РК, РН) в каждом цветоразностном канале. Сигналы управления на них от регулировочных потенциометров насыщенности *R14* и контрастности *R15* поступают через аналоговый перемножитель *П*. В результате общее число электронных регуляторов сокращается с пяти до четырех. После регуляторов цветоразностные сигналы проходят матрицу М2. В ней формируется сигнал E'_{G-Y}. Матрица управляется напряжением E_{y2} через пороговую цепь ПС. Если $E_{y2} > 6$ В, элементы М2 переключаются так, что обеспечивают оптимальную цветопередачу для сигнала НТСЦ. Как уже говорилось, при этом

$$\left(E'_{R-Y}\right)^* = 1{,}57\,E'_{R-Y} - 0{,}41\,E'_{B-Y}\,,$$

$$\left(E'_{B-Y}\right)^* = -0{,}43\,E'_{R-Y} - 0{,}11\,E'_{B-Y}\,.$$

Пороговая цепь ПС управляет также длительностью импульса гашения полей в сигнале U_1, вырабатываемом формирователем импульсов ФИ. В режиме НТСЦ длительность этого импульса составляет 18 строк (3,5 В < E_{y2} < 12 В). Кроме того, TDA4580 может формировать гасящие кадровые импульсы полей длительностью 22 строки (1,5 В < E_{y2} < 2,5 В) и 25 строк (E_{y2} < 10 В).

В большинстве практических применений достаточно обеспечить два номинала длительности гасящих импульсов полей: 22 строки (ПАЛ, СЕКАМ, черно-белые программы) и 18 строк

(НТСЦ 3,58/4,43 МГц). Если канал цветности выполнен на микросхеме TDA4555, то для достижения таких режимов работы между выводами *25, 26* TDA4555 и выводом *8* TDA4580 включают согласующую цепь (рис.10.19,*б*).

После регулятора контрастности РК в цепь сигнала E'_Y включен электронный регулятор яркости РЯ, управляемый от внешнего потенциометра *R17*. Регулятор яркости выключается импульсами гашения U_2. Поэтому при прохождении этих импульсов уровень черного в сигналах не регулируется.

Импульсы U_2 присутствуют на обратном ходу по полям. Их длительность составляет 13 строк (с 4-й по 16-ю строку) и не регулируется (рис.10.20,*б*).

В матрице М3 из сигнала яркости и цветоразностных сигналов формируются сигналы *RGB*.

Электронный коммутатор К3 обеспечивает введение в каналы *RGB* второй группы внешних сигналов, подключенных к выводам *21–23* микросхемы. Обычно на эти входы подают сигналы телетекста. Управляется К3 напряжением $E_{у3}$ на выводе *28*. Если $E_{у3}$ = 0, обрабатываются внутренние сигналы. При $E_{у3}$ = 1 В на выходы *RGB* проходят сигналы с выводов *21–23*. Ключ К3, как и К1, имеет достаточно высокое быстродействие, позволяющее вводить внешние сигналы на части экрана. Сигналы подводятся через конденсаторы, выполняющие функции накопительных конденсаторов в цепях фиксации уровней черного. Фиксация осуществляется дополнительной группой ключей, входящих в К3 и управляемых через схему И стробирующими импульсами и сигналом U_2 гашения полей. Фиксация производится к уровню, задаваемому регулятором яркости РЯ. Поэтому этот регулятор влияет не только на внутренние сигналы, но и на сигналы, подводимые к выводам *21–23*.

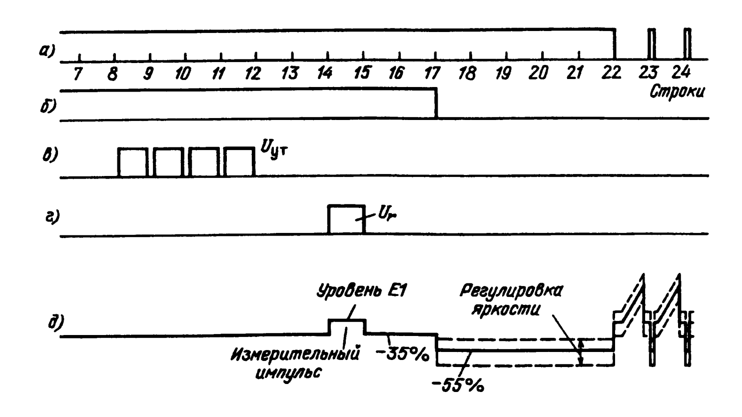


Рис.10.20. Эпюры сигналов в микросхеме TDA4580:

а — импульсы гашения U_1 с отметками номеров строк; б — импульсы U_2; в — управляющие импульсы для измерения токов утечки; г — управляющий импульс Ur для измерения темнового тока в канале E'_R; д — сигнал на выходе сумматора С1

В TDA4580 применено усовершенствованное устройство автобаланса темновых токов лучей. Как и в К1021ХА4, в сигналы *RGB* вводятся измерительные импульсы.

Формирователь импульсов ФИ, содержащий счетчик строк, вырабатывает в строках *8–11* четыре управляющих импульса $U_{ут}$ для измерения тока утечки (рис.10.20,*в*) и три управляющих импульса для измерения темновых токов (в строке 14 — U_r, в 15 — U_g и в 16 — U_b).

На рис.10.20,*г* показано положение импульса U_r.

Увеличение числа измерительных импульсов тока утечки с одного до четырех повысило точность работы устройства автобаланса. Рассмотрим подробнее метод формирования измерительных импульсов темновых токов. Через нормально замкнутые ключи К4–К6 и через ключ К8, замыкаемый импульсами U_1, в сигналы *RGB* вводятся через сумматоры С1–С3 уровни эталонных источников E_2 или E_3. В интервалах между импульсами сигнала U_2 (строки 4–16) в сигналы вводится эталонный уровень E_3. При этом создается сдвиг в сторону «чернее черного» на 35% от размаха сигнала яркости. В паузах импульсов U_2 используется эталонный уровень E_2, сдвигающий сигнал в сторону «чернее черного» на 55% от размаха сигнала. При прохождении импульсов управления U_r, U_g, U_b поочередно размыкаются ключи К4–К6, напряжения на выходах сумматоров увеличиваются до E_1 и в каналах формируются измерительные импульсы темновых токов. На рис.10.20,*д* показана форма сигнала в канале E'_R с введенным измерительным импульсом. Его вершина соответствует уровню черного в сигналах на выходе К3, а основание лежит на уровне 35% «чернее черного», определяемом эталонным источником E_3. Регулятор яркости функционирует в интервалах между импульсами U_2, когда ключ К8 разомкнут (это показано штриховыми линиями в правой части рис.10.19,*д*). Участки сигналов, где передаются измерительные импульсы, не регулируются, и вершины измерительных импульсов поддерживаются на уровне эталонного напряжения E_1.

Сигналы *RGB* с введенными измерительными импульсами проходят вторые сумматоры С4–С6 и выходные видеоусилители. Токи лучей кинескопа считываются измерительными транзисторами (*VT4* — в канале E'_R). Напряжение $U_{из}$ с измерительного резистора *R36* через вывод *26* проходит в микросхему. Диоды *VD3* и *VD5* защищают микросхему от перенапряжения. Блок управления БУ содержит ключ, управляемый импульсами $U_{ут}$. Через этот ключ происходит зарядка накопительного конденсатора тока утечки *C19* до напряжения $U_{ут} = R_{из}I_{ут}$, которое поступает на первые неинвертирующие входы трех дифференциальных усилителей, входящих в состав БУ. На вторые, инвертирующие входы этих усилителей подается разность измеряемого напряжения $U_{из}$ и опорного напряжения $U_{оп}$ от внутреннего эталонного источника $U_{оп}$ = 0,5 В. Сигналы с выходов дифференциальных усилителей через ключи К10–К12, управляемые импульсами U_r, U_g, U_b, подводятся к сумматорам

С4–С6. Как и в микросхемах К1021ХА4 и TDA3505, в установившемся режиме поддерживается условие

$$U_{из} = I_л R_н = U_{оп} + U_{ут}.$$

В результате при прохождении измерительных импульсов токи лучей составляют

$$I_л = U_{оп}/R_{из}.$$

Ключ К9, управляемый строчными гасящими импульсами, разряжает цепь автобаланса перед каждым измерительным импульсом, что предотвращает их взаимное влияние. Микросхема TDA4580, как и TDA3505, не содержит электронных регуляторов, обеспечивающих баланс в белом. Поэтому в выходные видеоусилители введены подстроечные резисторы (*R18* в канале E'_R).

В состав TDA4580 входят схемы ограничения среднего и пиковых токов лучей кинескопа. Для ограничения среднего тока луча на вывод *25* микросхемы подают управляющее напряжение, пропорциональное среднему току. Когда это напряжение превышает опорный уровень 8,5 В, срабатывает схема ограничения, шунтирующая через внутренний диод вход управления регулятором контрастности (вывод *19* микросхемы). Управляющее напряжение для схемы ограничения можно получить не только от высоковольтного выпрямителя, но и от схемы измерения темновых токов, как это показано на рис.10.19,*а*. Для этого измерительный резистор *R36* соединен через диод *VD4* и ФНЧ *R27C20* с выводом *25* микросхемы. Фильтр низких частот обеспечивает усреднение перепадов тока. При измерении темновых токов *VD4* заперт и схема ограничения тока не искажает работу системы автобаланса темновых токов.

На рис.10.19,*в* приведена цепь ограничения среднего тока с улучшенными динамическими характеристиками. Если значение среднего тока скачкообразно возрастает, цепь на рис.10.19,*а* срабатывает с запаздыванием из-за значительной постоянной времени ФНЧ *R27C20*. В схеме на рис.10.19,*в* резистор *R27* зашунтирован цепью, содержащей стабилитрон *VD7* на напряжение 5,6 В (КС156А). Если напряжение на *R28* скачкообразно возрастет, *VD7* откроется и произойдет быстрая зарядка С20, приводящая к срабатыванию цепи ОТЛ. Чтобы цепь не срабатывала от пиковых значений токов, между *VD4* и *R27* включен дроссель *L2*, зашунтированный резистором *R29*. Скачки пиковых токов, вызванные перезарядом конденсаторов, создают падение напряжения на дросселе. При этом открывается транзистор *VT5*, замыкающий импульсы напряжения на корпус.

Для ограничения пиковых токов лучей внутри микросхемы выходные сигналы *RGB* сравниваются в специальном компараторе с напряжением, задаваемым потенциометром *R31*.

Когда пики в сигналах превышают это напряжение, компаратор срабатывает и воздействует на регулятор контрастности, уменьшая размахи выходных сигналов. Если этого недостаточно, открывается внутренний диод между выводами *19*, *20* микросхемы, и происходит уменьшение яркости.

Основные параметры канала:

Номинальный размах сигнала яркости на выводе *15* .... 0,45 В
Номинальные размахи входных цветоразностных сигналов:
  $-E'_{R-Y}$ .... 1,05 В
  $-E'_{B-Y}$ .... 1,33 В
Номинальные размахи внешних сигналов основных цветов:
  по выводам *12–14* .... 0,7 В
  по выводам *21–23* .... 1,0 В
Напряжение U_{11}, управляющее ключами К1:
  входы *15, 17, 18* .... $U_{11} < 0{,}4$ В
  входы *12–14* .... $U_{11} > 3{,}0$ В
Напряжение U_8, управляющее матрицей М2 и формирователем импульсов:
Матрица ПАЛ при длительности гасящих импульсов полей:
  25 строк .... $U_8 < 0{,}5$ В
  22 строки .... $1{,}5 < U_8 < 2{,}5$ В
  18 строк .... $3{,}5 < U_8 < 4{,}5$ В
Матрица НТСЦ при длительности гасящих импульсов полей 18 строк .... $5{,}5 < U_8 < 12$ В
Диапазон регулировки контрастности .... 22 дБ
Максимальная контрастность .... при $U_{19} = 4$ В
Контрастность уменьшается при $U_{19} = 3$ В ..... на 6 дБ
Максимальная насыщенность .... при $U_{16} = 4$ В
Насыщенность уменьшается при $U_{16} = 3$ В ..... на 6 дБ
Насыщенность уменьшается при $U_{16} = 1{,}8$ В .. на 50 дБ
При номинальной яркости .... $U_{20} = 2{,}2$ В
Рабочий диапазон напряжения U_{20}, регулирующего яркость .... 1...3 В
Изменение уровня черного по отношению к размаху выходного сигнала при изменении U_{20} на 1 В 33%
Номинальные размахи выходных сигналов *RGB* .... 100 В
Порог срабатывания цепи ограничения среднего тока лучей .... $U_{25} = 8{,}5$ В
Номинальный размах стробирующих импульсов .... $U_{10} = 7{,}5$ В
Ток потребления по источнику +12 В .... ≤ 120 мА

10.19. Видеотракт на микросхемах TDA4670 и TDA4680

Электрическая схема видеотракта представлена на рис.10.21. Сигналы E'_Y, E'_{R-Y}, E'_{B-Y} на его входы поступают от канала цветности, например на микросхемах TDA4650 и TDA4661 (см. рис.4.13).

Обе микросхемы, входящие в тракт, управляются по шине I^2C.

Микросхема TDA4670 осуществляет апертурную коррекцию сигнала яркости и цветоразностных сигналов, управляемую задержку сигнала яркости и подавление шумов в этом сигнале [10.7]. Апертурный корректор сигнала яркости рассмотрен в гл.8 (см. рис.8.2). Корректор цветоразностных сигналов — такой же, как в TDA4560.

Сигнал яркости поступает через С1 на вывод *16* микросхемы. В схеме фиксации СФ осуществляется привязка уровня черного к опорному уровню $V_{\text{оп}}$, формируемому в микросхеме. Через К1 сигнал яркости проходит в цепочку последовательно включенных гираторных звеньев задержки. Значение задержки регулируется по шине I^2C замыканием ключей К3–К8 ступенями по 45 нс. Пределы регулировки — 20...1100 нс. Два последних звена задержки 90 и 100 нс используются также в схеме апертурного корректора, рассмотренной в гл.8. Гираторные звенья задержки представляют собою всепропускающие фильтры с порядком от 2 до 12 и максимально плоской АЧХ (фильтры Бесселя). Звенья задержки выполнены в виде активных *RC*-схем, групповая задержка которых определяется значениями конденсатора и резистора. Конденсаторы выполнены средствами полупроводниковой интегральной техники. В качестве резисторов используются каскады дифференциальных усилителей, выполненных так, что проводимость транзисторов определяется значением протекающего через них постоянного тока. Меняя ток, изменяют задержку. При регулировке меняется рабочая точка каскадов. Чтобы при этом не возникало искажений, введены две дополнительные схемы фиксации уровня черного, включенные последовательно с гираторными звеньями.

В микросхеме предусмотрена специальная схема автоматической подстройки значения задержки. При подстройке сравнивается реальная задержка с заданным значением. Подстройка происходит в интервале гашения полей, когда отсутствует полезный сигнал. В схему автоподстройки времени задержки входят узел регулировки времени задержки, цепь гираторов и ключи К1, К2 (рис.10.22,*а*). Для измерения реального времени задержки с помощью ключа К1 замыкается петля обратной связи, превращающая схему в автогенератор, вырабатывающий колебания *OS* прямоугольной формы. Период колебаний T_0 равен удвоенному значению времени задержки сигнала яркости τ_D плюс небольшая дополнительная задержка τ_A, создаваемая усилителем: $T_0 = 2(\tau_D + \tau_A)$. При автоматической подстройке

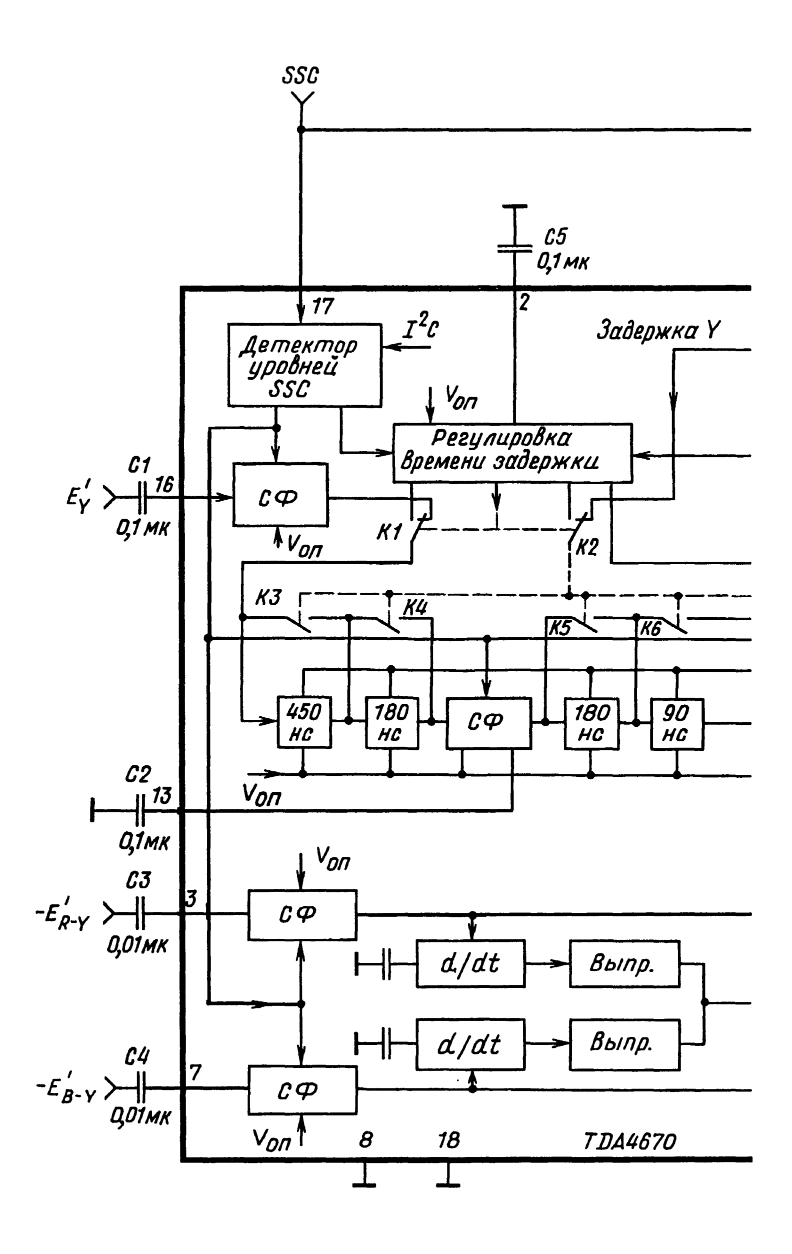
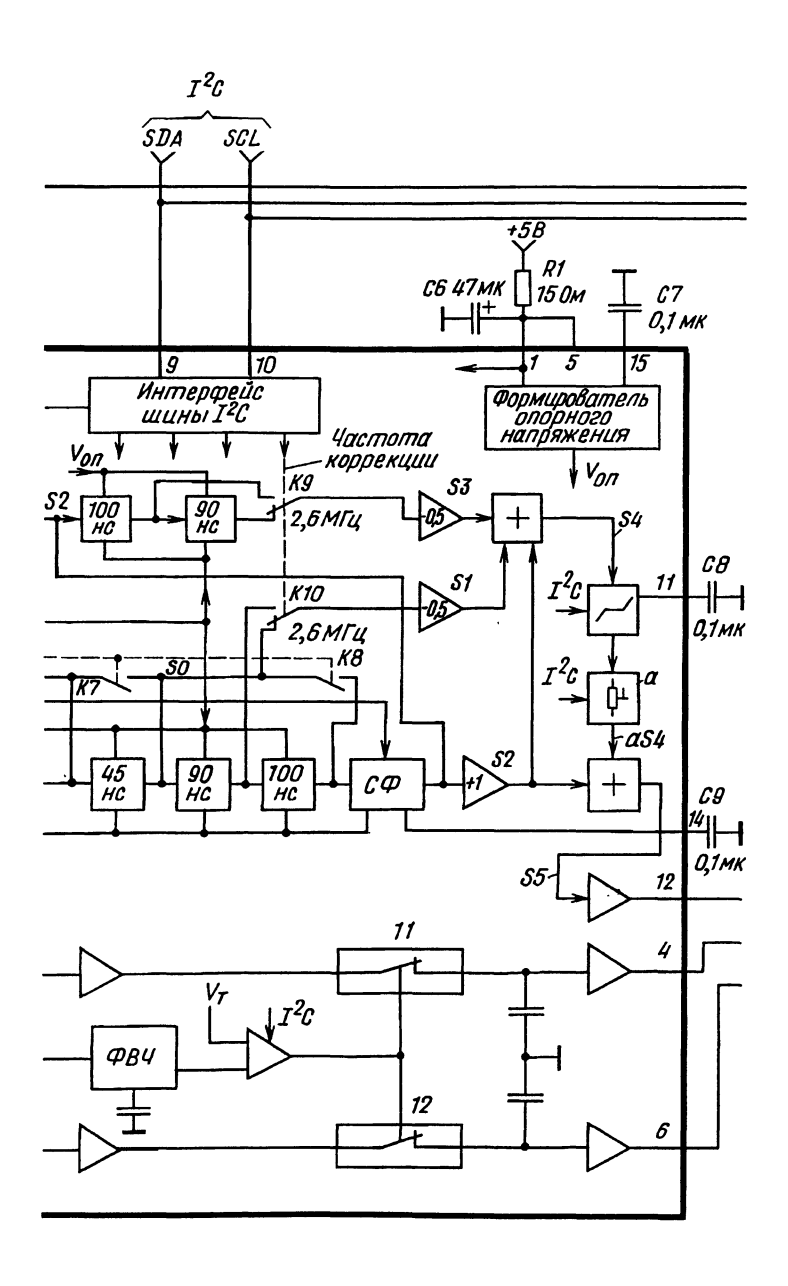


Рис.10.21. Схема видеотракта



на микросхемах TDA4670 и TDA4680

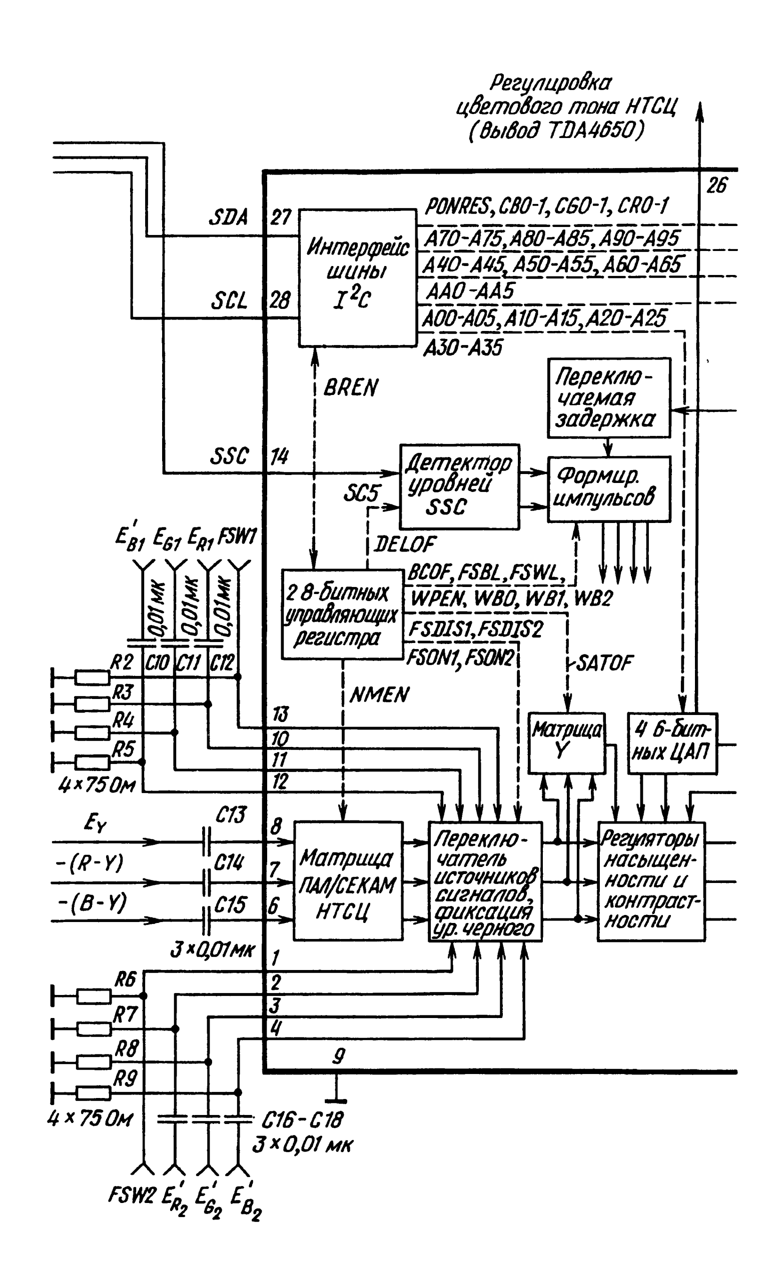
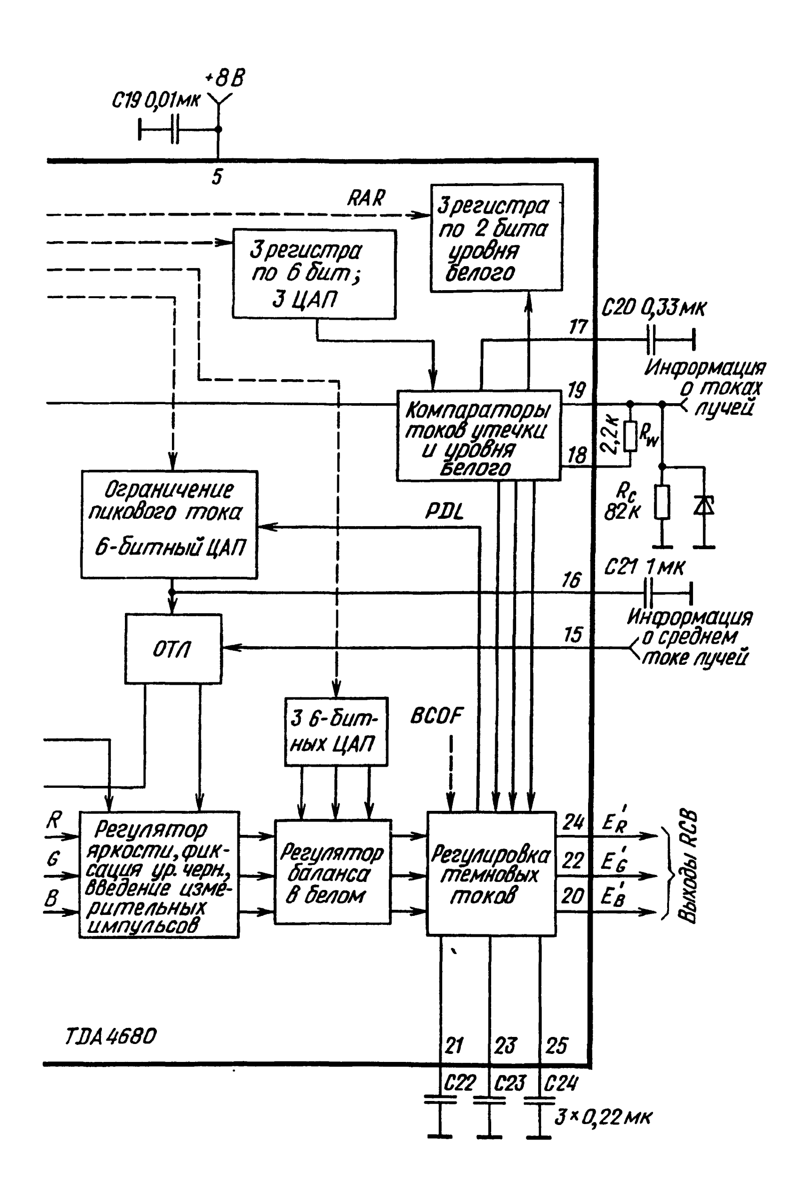


Рис.10.21. Схема видеотракта



на микросхемах TDA4670 и TDA4680 (окончание)

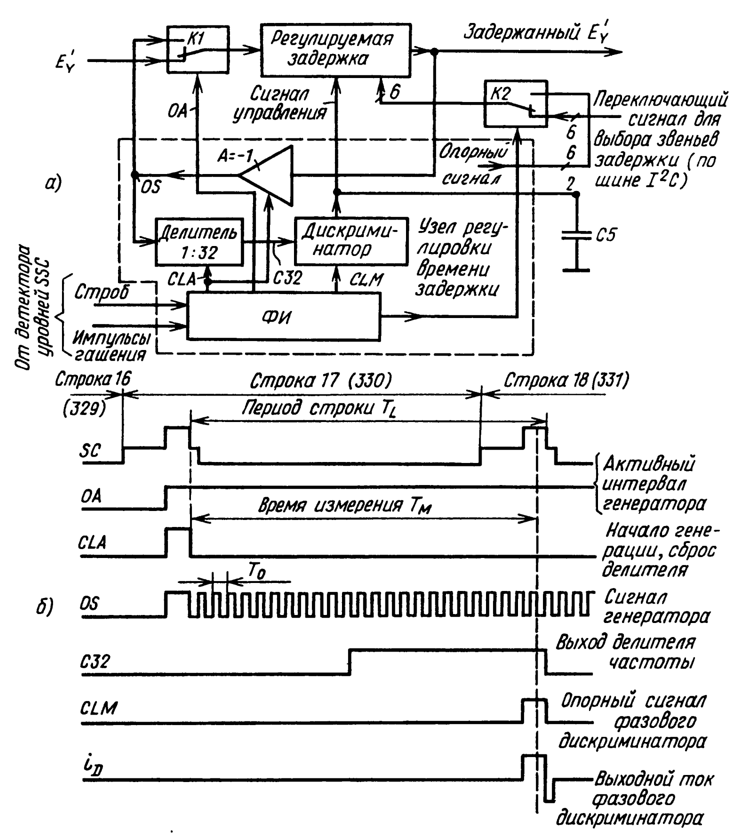


Рис.10.22. Автоматическая подстройка задержки в микросхеме TDA4670:

а — функциональная схема; б — эпюры сигналов

используется фиксированное количество звеньев задержки (все звенья, кроме одного звена 180 нс и двух выходных звеньев, используемых для апертурной коррекции). При этом номинальная задержка составляет τ_D = (450 + 180 + 90 + 45 + 90 + 100) нс = =955 нс. Время измерения T_M при автоподстройке составляет строчный период T_L за вычетом половины длительности стробирующего импульса $T_{\text{ст}}$: $T_M = T_L - T_{\text{ст}}/2$. Время T_M в 32 раза превышает период колебаний T_0. Отсюда

$$\tau_D = \frac{1}{64}\left(T_L - \frac{T_{\text{ст}}}{2}\right) - \tau_A .$$

Величина τ_D зависит не только от T_L, но также от длительности стробирующего импульса $T_{\text{ст}}$ и задержки τ_A в усилителе. Автоматическая подстройка начинается в строке 17 (330), когда ключ К1 переключается сигналом *ОА*, который начинается с пе-

реднего фронта стробирующего импульса и замыкает петлю обратной связи. Сигнал *CLA*, совпадающий по времени со стробирующими импульсами в строках 17 и 330, сбрасывает в нуль делитель на 32. Автоколебания начинаются с заднего фронта *CLA*. Выходной сигнал С32 делителя частоты сравнивается по фазе с опорным сигналом *CLM*, который совпадает со стробирующими импульсами в строках 18 и 331. Когда задний фронт С32 совпадает с серединой импульса *CLM*, средний выходной ток i_D фазового дискриминатора становится равным нулю. Если это условие не выполняется, среднее значение i_D становится отрицательным или положительным, как на рис.10.22,*б*. При этом перезаряжается внешний накопительный конденсатор *C5*. Напряжение на *C5* регулирует задержку, создаваемую цепью гираторов. Подстройка продолжается в каждом интервале гашения полей, пока задержка сигнала яркости не станет равной номинальному значению. Задний фронт стробирующего импульса в строках 19 и 332 переключает К1, разрывая цепь обратной связи и срывая колебания. При этом ключ К2 восстанавливает управление задержкой по шине.

Двоичный адрес микросхемы TDA4670 — 1000100. При управлении микросхемой используются два субадреса (табл.10.9).

Таблица 10.9

Субадрес	Биты данных							
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
00010000	0	SC5	CTI	DL4	DL3	DL2	DL1	DL0
00010001	COR	PEAC	LCF	0	0	0	PCON1	PCON0

Биты *DL* включают и выключают звенья задержки:

DL0 I = 45 нс; 0 = 0 нс;
DL1 I = 90 нс; 0 = 0 нс;
DL2 I = 180 нс; 0 = 0 нс;
DL3 I = 180 нс; 0 = 0 нс;
DL4 I = 450 нс; 0 = 0 нс.

Например, чтобы получить задержку 675 нс, необходимо выбрать: *DL0* = 1; *DL1* = 0; *DL2* = 1; *DL3* = 0; *DL4* = 1.

Бит *CTI* управляет коррекцией цветовых переходов: при *CTI* = 1 коррекция включена, а при *CTI* = 0 — выключена.

SC5 — выбор типа *SSC*; *SC5* = 1 — двухуровневый; *SC5* = 0 — трехуровневый.

LCF — частота максимума АЧХ в апертурном корректоре: 1 = 2,6 МГц; 0 = 5,0 МГц.

PEAC — включение корректора: 1 = включен; 0 = выключен.

COR — включение подавителя шумов: 1 = включен; 0 = выключен.

PCON — глубина коррекции (табл.10.10).

Таблица 10.10

PCON1	*PCON0*	Величина подъема АЧХ
0	0	−3 дБ
0	1	0 дБ
1	0	+3 дБ
1	1	+6 дБ

Основные параметры микросхемы TDA4670

Напряжение питания .... 4,5...12 В (номинальное значение 5 В)
Потребляемый ток .... 41 мА
Амплитуда входного сигнала E'_Y (от черного до белого) .... 0,45 В
Полоса пропускания канала яркости по уровню −3 дБ .... 5 МГц
Коэффициент передачи .... −1 дБ
Уровень шума .... ≤ 1 дБ
Размах входного сигнала E'_{R-Y} .... 1,05 В
Размах входного сигнала E'_{B-Y} .... 1,33 В
Выходные сопротивления .... ≤ 100 Ом
Коэффициенты передачи .... 0 дБ
Перекрестные связи *R−Y/B−Y* .... ≤ ±0,3 дБ

Микросхема TDA4680 является дальнейшим развитием TDA4580 [10.8]. Она имеет следующие особенности:

управление всеми функциями по шине I^2C;

автоматический баланс как темновых токов, так и размахов сигналов (баланс в белом);

уменьшение напряжения питания с 12 до 8 В;

в микросхеме формируется напряжение, управляющее цветовым тоном НТСЦ в декодере (например, в микросхеме TDA4650);

новый принцип регулировки насыщенности.

Функциональная схема микросхемы TDA4680 приведена на рис.10.21. Сигналы *Y, U, V* от канала цветности через выводы *6–8* поступают на матрицу *RGB*. На входах предусмотрена фиксация уровней черного. Как и в микросхеме TDA4580, в режимах ПАЛ/СЕКАМ и НТСЦ используются разные коэффициенты матричной схемы. В режимах ПАЛ и СЕКАМ

$$E_R = E_{R-Y} + E_Y ;$$

$$E_G = -0{,}51E_{R-Y} - 0{,}19E_{B-Y} + E_Y;$$

$$E_B = E_{B-Y} + E_Y.$$

В режиме НТСЦ с регистра на матрицу поступает управляющий бит $NMEN=1$. При этом уравнения матрицирования меняются следующим образом:

$$E_R = 1{,}57E_{R-Y} - 0{,}41E_{B-Y} + E_Y;$$

$$E_G = -0{,}43E_{R-Y} - 0{,}11E_{B-Y} + E_Y;$$

$$E_B = E_{B-Y} + E_Y.$$

Эти соотношения исходят из того, что сигнал НТСЦ демодулируется с использованием осей декодирования ПАЛ при сдвиге фазы цветового тона на −5°.

После матрицы сигналы *RGB* поступают на электронный коммутатор, который позволяет выбрать вместо сигналов от канала цветности одну из двух групп внешних сигналов *RGB*. Управление коммутатором осуществляется по шине I²C или аналоговыми сигналами *FSW1* и *FSW2*. *FSW1* позволяет выбрать сигналы *YUV* или E_{R1}, E_{G1}, E_{B1}. Аналоговый сигнал *FSW2* дает возможность использовать сигналы, выбранные с помощью *FSW1*, или сигналы E_{R2}, E_{G2}, E_{B2}. Переключение по шине — статическое, т.е. в пределах всего поля. Сигналы *FSW* обеспечивают быстродействующее (динамическое) переключение, позволяющее менять сигналы на части экрана. В коммутаторе осуществляется фиксация уровней черного в сигналах. При этом подавляются все сигналы в интервалах гашения (вспышки, синхроимпульсы и шумы). Введенный уровень черного совпадает с вершинами измерительных импульсов схем автобаланса.

После коммутации осуществляются оперативные регулировки насыщенности, контрастности и яркости. В микросхеме применен оригинальный метод регулировки цветовой насыщенности. С помощью специальной матрицы из сигналов *RGB*, прошедших коммутатор, формируется сигнал яркости E_Y. Регулятор насыщенности для каждого из каналов выполнен по схеме, показанной на рис.10.23,*а*. На регулятор от ЦАП поступает управляющий сигнал α. Регулируемый сигнал (в данном случае

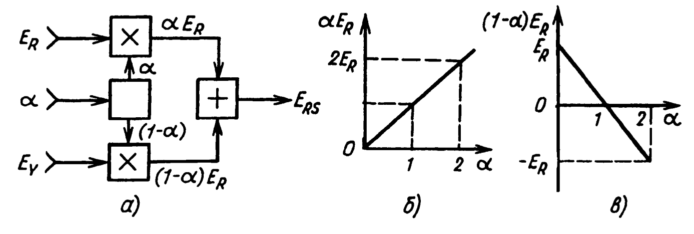


Рис.10.23. К работе регулятора насыщенности (канал E'_R):
а — схема регулятора; б,в — характеристики умножителей

E_R) и общий для трех регуляторов сигнал E_Y проходят через умножители (аттенюаторы), на вторые входы которых поданы сигналы управления α и $(1 - \alpha)$. Диапазон изменения α от 0 до 2. При этом сигналы на выходах умножителей меняются в соответствии с рис.10.23,*б,в*. Для сигнала E_{RS} на выходе сумматора получается выражение

$$E_{RS} = \alpha E_R + (1-\alpha) E_Y = \alpha E_{R-Y} + E_Y \ .$$

При $\alpha = 0$ получается нулевая насыщенность и на выходе присутствует только сигнал яркости. При $\alpha = 1$ получается сигнал E_R с номинальной насыщенностью. Если $\alpha > 1$, получается перенасыщенность. Матрица *Y* может выключаться командой по шине I^2C (бит *SATOF*=1). При этом $\alpha = 1$, сигналы имеют номинальную насыщенность, а четкость изображения получается наибольшей.

После регулировки насыщенности включена схема регулировки контрастности с помощью трех электронных потенциометров. Диапазон регулировки −19...+3 дБ относительно номинального уровня.

Регулировка яркости выполняется изменением уровней черного сигналов по отношению к искусственно введенному уровню черного. Диапазон +30...−50% по отношению к номиналу. Все оперативные регулировки производятся по шине через 6-разрядные ЦАП, т.е. имеют 64 уровня. Контрастность и яркость меняются и в процессе ограничения токов лучей, через цепь ОТЛ. После регулятора яркости в сигналы вводятся измерительные импульсы темновых токов и уровня белого. Для режимов ПАЛ и СЕКАМ измерительные импульсы темновых токов формируются в 20-, 21- и 22-й строках. Измерительный импульс белого при этом занимает 23-ю строку. На время интервалов гашения осуществляется бланкирование до уровня «чернее черного». Вершина импульса белого лежит на уровне 38% от номинальной амплитуды сигнала. Автобаланс темновых токов осуществляется так же, как в микросхеме TDA4580. Информация о темновых токах запоминается конденсаторами, подключенными к выводам *21, 23, 25* микросхемы. Автобаланс белого производится поочередно в трех каналах за три поля. При измерении тока в белом параллельно измерительному резистору R_c подключается дополнительный резистор R_W, номинал которого выбран так, что напряжение на выводе *19* при измерении темновых токов и токов в белом получается одинаковым. Во время прохождения четырех строк гасящего импульса полей производится измерение тока утечки (в режимах ПАЛ и СЕКАМ — при прохождении строк с 9-й по 12-ю).

Часть схемы автобаланса в белом — цифровая. Для запоминания уровня белого используется не конденсатор, а внутренний регистр. Действительный уровень белого сравнивается в компараторах с программно заданным номинальным уровнем белого. Результат сравнения для каждого канала определяет, попал ли уровень белого в заданный интервал допуска. Эта

информация преобразуется в три двухразрядных слова, которые запоминаются в трех 2-разрядных регистрах. Если уровень белого в данном канале лежит внутри допуска, формируется слово 11, если выше допуска — 01 и если ниже допуска — 10. Три двухразрядных слова затем проходят по шине в процессор управления телевизором и обрабатываются в соответствии с программой. В результате формируются три 6-разрядных слова, которые передаются по шине в микросхему и переводятся ЦАП в аналоговые сигналы, поступающие на потенциометры регулировки размахов в регуляторе баланса. В установившемся режиме регулирования катодный ток на белом зависит только от опорного напряжения V_{ref} в данном канале, которое выбирается программно, и от сопротивления параллельно соединенных резисторов R_c и R_W. Значения опорных напряжений (общие для баланса темновых токов и баланса в белом) при включении телевизора передаются из блока управления по шине в микросхему TDA4680, где хранятся в трех 6-разрядных регистрах. Сигналы регулировки потенциометров белого имеют 64 дискретных ступени.

Выходы каскадов регулировки белого проходят через каскады регулировки темновых токов на выходы микросхемы, откуда поступают на видеоусилители.

В микросхеме TDA4680 имеются цепи ограничения пиковых и средних токов лучей кинескопа. Информация о среднем токе лучей поступает на вывод *15*. Когда постоянное напряжение на этом выводе уменьшается до 4 В, начинает уменьшаться контрастность изображения. Если это напряжение уменьшается до 2,5 В, начинает уменьшаться яркость изображения.

Ограничитель пиковых токов отслеживает уровни напряжений на выходах микросхемы (выводы *20*, *22* и *24*), а не реальные токи лучей. При этом не требуются никакие внешние цепи. В результате измерения формируется напряжение *PDL*, которое, если оно превышает заданный по шине уровень, вызывает срабатывание цепей ограничения.

Все управление микросхемой осуществляется через интерфейс шины I^2C. Двоичный адрес микросхемы 1000100. Данные, поступающие в микросхему по шине, могут или сразу использоваться, или предварительно записываться в буферный регистр и вводиться в работу в начале следующего интервала гашения. Один из этих двух режимов выбирается по шине с помощью управляющего бита *BREN*. Формат данных, поступающих на микросхему по шине, независимо от значения *BREN* может иметь обычный вид:

S; Адрес микросхемы; *R*/*W*=0; *A*; Субадрес; *A*; Данные; *A*; *P*.

Здесь *S* — стартовый бит; *R*/*W* — бит чтения/записи; *A* — бит подтверждения; *P* — бит остановки (см. § 5.4).

Если *BREN*=0, можно использовать другой формат, при котором записывается более одного бита данных. При этом после записи каждого бита данных субадрес автоматически возрастает на единицу. Такой режим позволяет осуществить полную установку данных после включения телевизора.

В табл.10.11 приведены субадреса и биты данных микросхемы TDA4680.

Таблица 10.11

Функция	Субадрес (Hex)	Биты данных								Номинальная величина
		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
Яркость	00	O	O	A05	A04	A03	A02	A01	A00	27
Насыщенность	01	O	O	A15	A14	A13	A12	A11	A10	23
Контрастность	02	O	O	A25	A24	A23	A22	A21	A20	26
Цветовой тон	03	O	O	A35	A34	A33	A32	A31	A30	20
Уровень красного	04	O	O	A45	A44	A43	A42	A41	A40	22
Уровень зеленого	05	O	O	A55	A54	A53	A52	A51	A50	22
Уровень синего	06	O	O	A65	A64	A63	A62	A61	A60	22
Опорный уровень красного	07	O	O	A75	A74	A73	A72	A71	A70	20
Опорный уровень зеленого	08	O	O	A85	A84	A83	A82	A81	A80	20
Опорный уровень синего	09	O	O	A95	A94	A93	A92	A91	A90	20
Пиковый уровень белого	OA	O	O	AA5	AA4	AA3	AA2	AA1	AA0	30
Резервный	OB	X	X	X	X	X	X	X	X	
Регистр управления R1	OC	SC5	DELOF	BREN	WPEN	NMEN	VBW2	VBW1	VBW0	
Регистр управления R2	OD	SATOF	FSWL	FSBL	BCOF	FSDIS2	FSON2	FSDIS1	FSON1	
Резервный	OE	X	X	X	X	X	X	X	X	
Резервный	OF	X	X	X	X	X	X	X	X	

Рассмотрим биты, записываемые в управляющие регистры *R1* и *R2*.

Таблица 10.12

VBW2	VBW1	VBW0	R	G	B	Белое	Стандарт
0	0	0	19	20	21	22	ПАЛ/СЕКАМ
0	0	1	16	17	18	19	НТСЦ
0	1	0	22	23	24	25	ПАЛ/СЕКАМ (РБ)
1	0	0	38,39	40,41	42,43	44,45	ПАЛ*/СЕКАМ*
1	0	1	32,33	34,35	36,37	38,39	НТСЦ*
1	1	0	44,45	46,47	48,49	50,51	ПАЛ*/СЕКАМ* (РБ)

Регистр R1. Биты *VBWx* — три бита, определяющих положение измерительных строк автобаланса темновых токов и уровня белого (табл.10.12).

Здесь * — прогрессивная строчная развертка с удвоенной частотой строк: (РБ) — расширенные интервалы гашения.

NMEN — бит переключения коэффициентов матрицирования:

0 — матрица ПАЛ/СЕКАМ;

1 — матрица НТСЦ.

WPEN — бит включения/выключения измерительного импульса для белого:

0 — импульс включен;

1 — импульс выключен.

BREN — бит выбора режима хранения данных в буферном регистре шинного интерфейса:

0 — новые данные немедленно выполняются;

1 — принятые данные сначала записываются в буферном регистре, а в следующем интервале гашения полей направляются в регистр данных.

DELOF — бит включения/выключения задержки на 1,5 мкс переднего фронта клампирующего импульса:

0 — задержка включена;

1 — задержка выключена.

SC5 — бит выбора уровней напряжений в детекторе импульсов SSC:

0 — трехуровневый импульс с амплитудой более 8 В;

1 — двухуровневый импульс амплитудой 5 В.

Регистр R2. Режимы переключения источников входных сигналов приведены в табл.10.13.

Таблица 10.13

Управляющие биты I^{2}C				Аналоговые переключающие сигналы		Выбор сигнальных входов		
FS ON2	FS DIS2	FS ON1	FS DIS1	FSW2 вывод 1	FSW1 вывод 2	RGB2	RGB1	Y/CD
Н	Н	Н	Н	Н	Н			Вкл.
				Н	В		Вкл.	
				В	Х	Вкл.		
Н	Н	Н	В	Н	Х			Вкл.
				В	Х	Вкл.		
Н	Н	В	Х	Н	Х		Вкл.	
				В	Х	Вкл.		
Н	В	Н	Н	Х	Н			Вкл.
				Х	В		Вкл.	
Н	В	Н	В	Х	Х			Вкл.
Н	В	В	Х	Х	Х		Вкл.	
В	Х	Х	Х	Х	Х	Вкл.		

Здесь Н — низкий логический уровень (< 0,4 В): В — высокий логический уровень (> 0,9 В); Х — не влияет.

Первая строка таблицы соответствует аналоговому методу выбора источников сигналов. Три последние строки — выбор источников по шине. Остальные строки — смешанные способы выбора.

BCOF — бит включения/выключения автобаланса темновых токов:

0 — автобаланс включен;

1 — автобаланс выключен (при этом выходные сигналы фиксируются к уровню 2,5 В).

FSBL — бит выбора длительности поддержания искусственного уровня черного:

0 — искусственный уровень черного присутствует только во время прохождения измерительных импульсов (нормальный режим);

1 — искусственный уровень черного поддерживается и воспроизводится на всем поле (для измерений).

FSWL — бит выбора длительности поддержания измерительного импульса баланса белого:

0 — импульс присутствует во время измерительного интервала (нормальный режим);

1 — уровень белого непрерывно поддерживается на всем поле (для измерений).

SATOF — бит включения/выключения регулятора цветовой насыщенности:

0 — регулятор цветовой насыщенности и матрица *Y* работают;

1 — регулятор цветовой насыщенности и матрица *Y* выключены; установлена номинальная насыщенность.

Основные параметры TDA4680:

Напряжение питания .... 8 В ± 10%
Потребляемый ток .... 100 мА
Номинальный размах выходных сигналов *RGB* ...... 2 В
Номинальный размах входного сигнала E'_Y .... 0,45 В
Номинальный размах входного
сигнала $-E'_{R-Y}$ .... 1,05 В
Номинальный размах входного
сигнала $-E'_{B-Y}$ .... 1,33 В
Размахи входных сигналов E'_R, E'_G, E'_B .... 1 В
Уровни компараторов для сигналов *SSC*:
трехуровневого .... 2,5; 4,5; 8 В
двухуровневого .... 2,5; 4,5 В
Уровни сигналов в проводах шины I^2C:
логическая единица .... ≥ 3 В
логический нуль .... ≤ 1,5 В
Максимальная тактовая частота .... 100 кГц

10.20. Малосигнальная часть телевизора на микросхемах TDA8362A, TDA8395 и TDA4661

Микросхема TDA8362A, выпускаемая фирмой «Филипс», содержит все основные цепи цветного телевизора, кроме выходных ступеней разверток, видеоусилителей, селектора каналов и блока управления [10.9]. На базе этой микросхемы изготовляются большинство западноевропейских телевизоров малых форматов (например, на кинескопах с диагональю 14 дюймов). Кроме TDA8362A выпускается модификация микросхемы TDA8362, в которой нет цепей автобаланса темновых токов, но зато есть апертурный корректор в канале яркости. Разработана также микросхема TDA8366, содержащая интерфейс шины I^2C.

На рис.10.24 приведена схема малосигнальной части телевизора на микросхемах TDA8362A, TDA8395 и TDA4661, обеспечивающей прием сигналов в стандартах ПАЛ (B/G) и СЕКАМ (D/K). В качестве селектора каналов используется любой бесшинный всеволновой блок, например UV915 фирмы «Филипс».

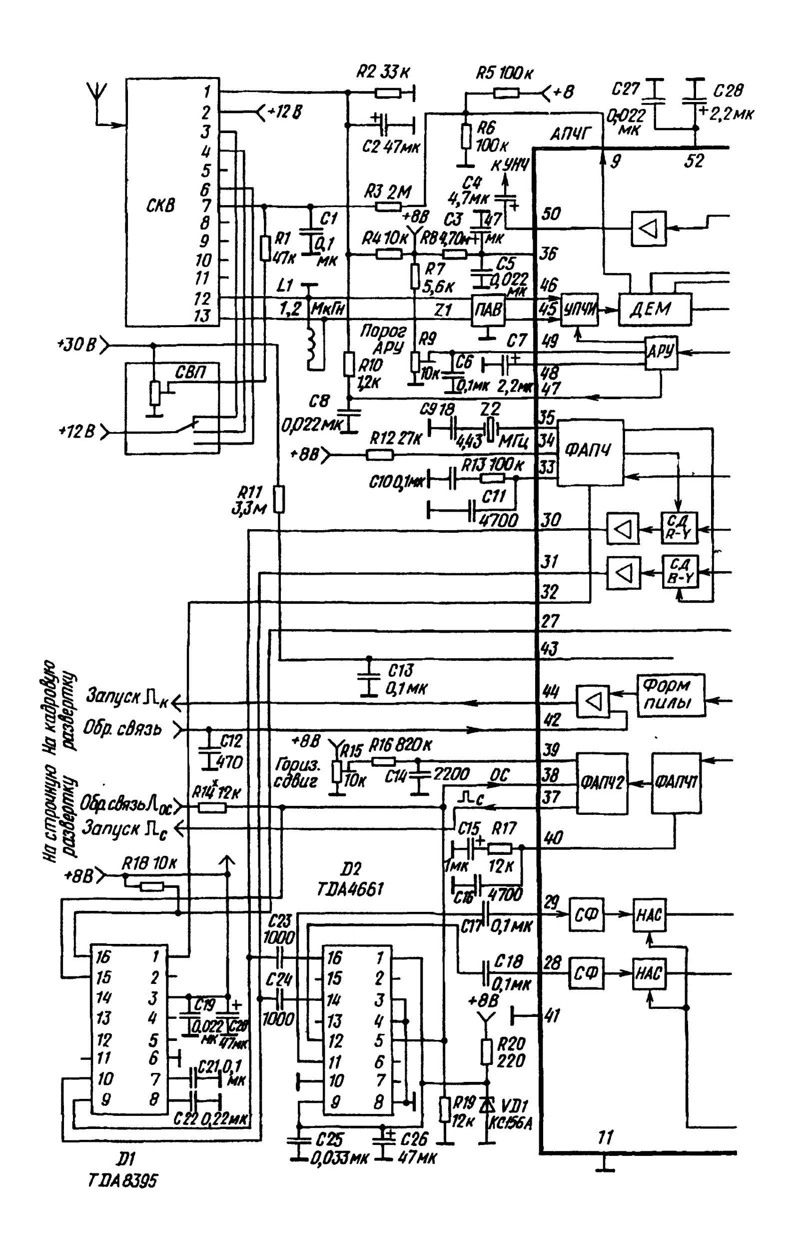
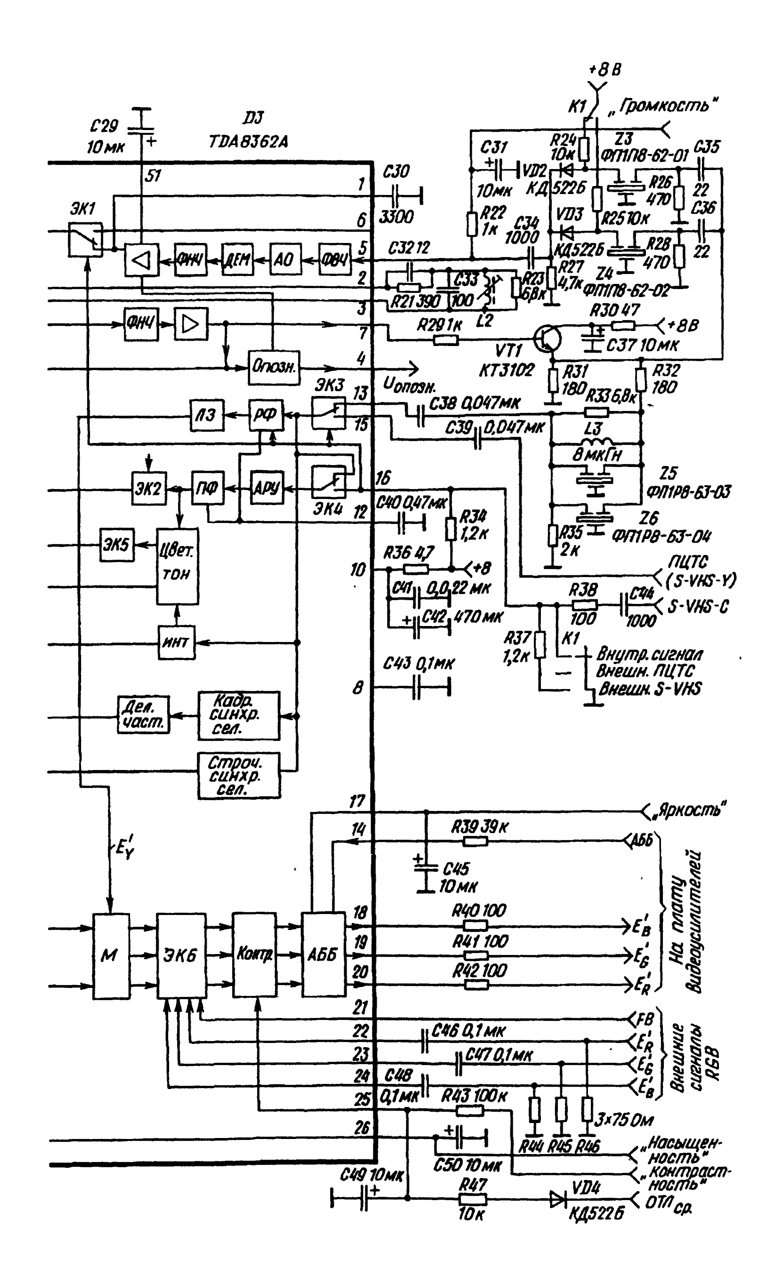


Рис.10.24. Малосигнальная часть цветного телевизора



на микросхемах TDA8362A, TDA8395 и TDA4661

Микросхема TDA8362A может работать с тремя значениями промежуточной частоты: 45,75 МГц (стандарт М-НТСЦ), 38,9 МГц (стандарт B/G) и 38,0 МГц (стандарт D/K). Фильтры ПАВ, рассчитанные на стандарты B/G и D/K, бывают двух типов: B/G-D/K (промежуточная частота 38,9 МГц) и D/K-B/G (промежуточная частота 38 МГц). В данном случае для отечественного телевизора необходим ПАВ второго типа (например, K2953M фирмы «Сименс»). СКВ управляется блоком выбора программ СВП, содержащим переключатель диапазонов, устанавливающий напряжение 12 В на выводах *3* СКВ (диапазоны I-II), *4* (диапазон III) или *6* (ДЦВ), а также потенциометры выбора каналов, которые перестраивают напряжение на выводе *7* СКВ и пределах 0...30 В. Индуктивность *L1* служит для компенсации емкости ПАВ.

В телевизоре может быть использован и любой процессор управления, имеющий выходы для аналоговых регулировок, например КР1568ВГ1, работающий по принципу синтеза напряжения, или SDA20563 («Сименс»), использующий принцип синтеза частот.

Радиоканал в микросхеме TDA8362A содержит усилитель промежуточной частоты, охваченный цепью АРУ, демодулятор и фильтр нижних частот. Демодулятор — квазисинхронного типа. В нем обеспечивается перемножение сигнала на несущую, которая выделяется внешним контуром *L2C33*. Схема АПЧ гетеродина использует тот же внешний контур. Управляющее напряжение АПЧ на СКВ снимается с вывода *9* микросхемы. Управляющее напряжение АРУ фильтруется конденсатором, подключенным к выводу *48*. Это напряжение увеличивается с ростом сигнала. Внешний потенциометр, подключенный к выводу *49*, устанавливает значение порога, начиная с которого меняется напряжение АРУ, подаваемое на СКВ (вывод *47* микросхемы). Выходной каскад выполнен с открытым коллектором, поэтому используется внешний резистор нагрузки (*R4*). Радиоканал содержит также схему опознавания приема телевизионной программы. Если телевизор не настроен ни на какую программу, напряжение на выводе *4* микросхемы уменьшается до нуля и блокируется канал звука. После того как АПЧГ захватила станцию, наряжение на выводе *4* увеличивается до 8 В, если принимается черно-белая программа или сигнал ПАЛ, или до 6 В, если принимается сигнал НТСЦ. Одновременно включается канал звука.

Демодулированный видеосигнал выводится из микросхемы через контакт *7*, проходит согласующий эмиттерный повторитель *VT1* и разветвляется в две параллельные цепи. Через режекторные керамические фильтры *Z5* и *Z6*, настроенные на частоты 5,5 и 6,5 МГц видеосигнал проходит на вход декодера (вывод *13* микросхемы). Через полосовые фильтры *Z3* и *Z4*, настроенные на те же частоты, сигнал промежуточной частоты звука подается в канал звукового сопровождения (вывод *5* микросхемы), который содержит фильтр верхних частот, амплитудный ограничитель, демодулятор (частотный детектор) и коммутатор ЭК1, позволяющий подключать к телевизору внешний источник звукового сигнала (вывод *6*) одновременно с подключением внешнего видеосигнала. Изменение постоянного напряжения на выводе *5* обеспечи-

вает оперативную регулировку громкости. С вывода *50* микросхемы звуковой сигнал подается на усилитель звуковой частоты УНЧ.

Видеосигнал проходит электронный коммутатор ЭК3, на второй вход которого может быть подан внешний ПЦТС или составляющая яркости сигнала *S-VHS*. Управление коммутатором осуществляется изменением постоянного напряжения на выводе *16*. На этот же вывод через конденсатор *C44* подается составляющая цветности сигнала *S-VHS*. Алгоритм коммутации имеет вид, представленный в табл.10.14.

Таблица 10.14

Напряжение на выводе 16 (E16)	Внутренний ПЦТС	Внешний ПЦТС	*S-VHS-C*	Режектор	Звук
<0,5 В (внутренние сигналы)	Включен	Выключен	Выключен	Включен	Внутренний
3 В < E16 < 5 В	Выключен	Включен	Включен	Выключен	Внешний
E16 > 7,5 В (Внешний ПЦТС)	Выключен	Включен	Выключен	Включен	Внешний

После ЭК3 видеосигнал проходит гираторный режекторный фильтр РФ, который подстраивается в интервалы гашения полей. Управляющее напряжение запоминается конденсатором, подключенным к выводу *12*. Одновременно с режектором подстраивается полосовой фильтр ПФ в канале цветности. Когда декодер работает от сигнала *S-VHS*, РФ выключается. В звене ЛЗ производится задержка сигнала яркости до его совмещения во времени с цветоразностными сигналами. После этого сигнал яркости проходит на схему матрицы М.

Ключ ЭК2 на выходе полосового фильтра, управляющийся стробирующими импульсами, выделяет из сигнала цветности вспышки ПАЛ или НТСЦ, которые поступают в генератор опорной поднесущей (ФАПЧ). Если демодулируется только сигнал ПАЛ, кварцевый резонатор *Z2* на частоту 4,43 МГц подключается к выводу *35* микросхемы. Вывод *34* при этом соединяется с источником +8 В через резистор *R12*. Если декодер должен принимать только сигнал НТСЦ, резистор *R12* подключается к выводу *35*, кварцевый резонатор на частоту 3,58 МГц — к выводу *34*. Наконец, если требуется демодулировать как сигнал ПАЛ, так и НТСЦ, резистор *R12* исключается, а к выводам *35* и *34* подключаются два кварцевых резонатора. Постоянная времени фазового детектора ФАПЧ определяется параметрами цепи *R13C10C11*, присоединенной к выводу *33*. Устройство ФАПЧ вырабатывает опорные сигналы с фазами *R–Y* и *B–Y*, которые поданы на синхронные детекторы СД, а также опорный сигнал и необходимые постоянные уровни для канала цветности СЕКАМ на микросхеме TDA8395 (*D1*). Сигнал цветности с выхода ПФ проходит регулятор цветового тона НТСЦ и поступает на синхронные детекторы. Для канала *R–Y* предусмотрен еще ком-

мутатор ЭК5, меняющий каждую вторую строку фазу сигнала цветности. В микросхеме обеспечивается автоматическое опознавание принимаемого стандарта цветного телевидения (ПАЛ/НТСЦ).

Демодулированные сигналы цветности выводятся из микросхемы через контакты *30* и *31* и проходят на входы микросхемы задержки TDA4661 (*D2*). Сюда же поступают цветоразностные компоненты демодулированного сигнала СЕКАМ с выходов микросхемы TDA8395. Входной сигнал на вывод *16* TDA8395 снимается с вывода *27* TDA8362A. В режиме НТСЦ по выводу *27* производится оперативная регулировка цветового тона. Чтобы обеспечить эти две функции, предусмотрено звено интерфейса (ИНТ). После опознавания сигнала СЕКАМ через вывод *32* на микросхему TDA8395 подается опорный сигнал, который присутствует только в интервалах гашения полей. На выводах *11* и *12 D2* выделяются цветоразностные сигналы, прошедшие необходимую обработку (восполнение недостающей информации в режиме СЕКАМ и суммирование прямых и задержанных на строку компонент в режиме ПАЛ). Эти сигналы поступают на выводы *28* и *29 D3*. В звеньях СФ производится фиксация уровней черного. Электронные потенциометры регулировки насыщенности (НАС) управляются изменением постоянного напряжения на выводе *26* микросхемы. Коэффициенты матрицы М переключаются при переходе от стандартов ПАЛ/СЕКАМ к НТСЦ. Коммутатор ЭК6, управляемый по выводу *21*, дает возможность подать на кинескоп внешние *RGB*-сигналы, которые подводятся к выводам *22, 23* и *24* микросхемы. Блок автобаланса АББ обеспечивает стабилизацию темновых токов кинескопа. Управляющий сигнал от видеоусилителей подводится к выводу *14*. С контактов *18, 19* и *20* на входы видеоусилителей подаются сигналы E'_B, E'_G и E'_R.

Чтобы декодер обеспечивал демодуляцию сигналов ПАЛ, СЕКАМ и НТСЦ, вместо *R12* включается кварцевый резонатор 3,58 МГц последовательно с конденсатором 18 пФ и в схему вводится дополнительный коммутатор (К на рис.10.25), который в режиме НТСЦ отключает резистор *R18* от вывода *27 D3*, а вместо него к этой точке присоединяет движок потенциометра, регулирующего цветовой тон. Чтобы обеспечить возможность приема программ НТСЦ по радиоканалу, необходимо вместо режекторных и полосовых фильтров звука *B/G—D/K* (*Z3–Z6*) подключить режекторный и полосовой фильтры на частоту 4,5 МГц

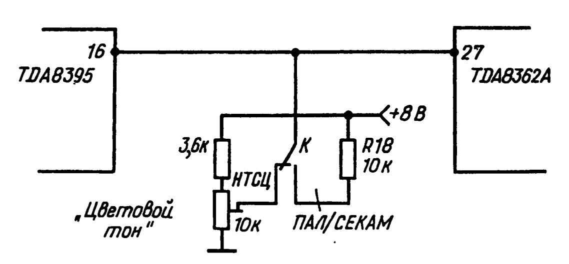


Рис.10.25. Включение регулятора цветового тона НТСЦ

и использовать фильтр ПАВ на стандарт М (например, М1859М фирмы «Сименс»).

Видеосигнал с выхода ЭК3 кроме радиоканала и декодера подается также на входы селекторов строчных и кадровых синхроимпульсов. Строчные синхроимпульсы подаются в первую систему ФАПЧ (ФАПЧ1). Генератор, управляемый напряжением, в этом звене не содержит внешних подстроечных элементов. Вместо этого его частота калибруется путем сравнения с частотой кварцевого резонатора *Z2*, деленной на 284. Более точная подстройка осуществляется в ФАПЧ1 сравнением частоты и фазы ГУН с частотой строчных синхроимпульсов. Постоянная времени фазового детектора определяется цепью *R17C15C16*. Второй ФАПЧ (ФАПЧ2) обеспечивает подстройку по строчным импульсам выходного каскада строчной развертки. Запускающие импульсы на выходной каскад снимаются с вывода *37* микросхемы. Импульсы обратной связи поступают на вывод *38*. Здесь же выделяется формируемый в микросхеме сигнал *SSC*, который подается на микросхемы *D1* и *D2*. Потенциометр *R15*, меняющий напряжение на выводе *39*, обеспечивает смещение изображения по горизонтали (регулятор фазы). Пределы регулирующего напряжения 2,5...5 В.

Кадровые синхроимпульсы выделяются отдельным селектором. Они используются для синхронизации делителя частоты. При отсутствии кадровых синхроимпульсов делитель, представляющий собою счетчик, запускаемый строчными импульсами, работает в режиме поиска. С появлением кадровых синхроимпульсов происходит захват частоты. Захват обеспечивается для синхроимпульсов с частотой от 45 до 64 Гц, т.е. как для стандартов ПАЛ/СЕКАМ, так и для НТСЦ. Импульсы с выхода делителя частоты формируют кадровую пилу. Для этого используется внешняя зарядная цепь *R11C13*. Чтобы обеспечить режим генератора тока, применен высокоомный резистор, подключенный к источнику напряжения +30 В. С вывода *44* управляющий сигнал проходит на блок кадровой развертки. На вывод *42* приходит сигнал обратной связи.

В микросхеме TDA8362 предусмотрена возможность запуска телевизора из ждущего режима. Для этого на вывод *36* подается напряжение +8 В. Когда напряжение на этом выводе превысит порог 5,8 В, начинает работать строчная развертка. Ток, потребляемый микросхемой по выводу *36*, составляет всего 6,5 мА.

Иногда возникает необходимость запустить микросхему TDA8362A без блоков развертки, например для телевизора, не имеющего кинескопа, с экраном на жидких кристаллах. Чтобы разблокировать задающий каскад кадровой развертки, достаточно подать на вход обратной связи (вывод *42*) постоянное напряжение около 3,5 В с помощью внешнего резистивного делителя. Вместо блока строчной развертки используется внешний одновибратор на логической микросхеме (например, К564АГ1). Одновибратор запускается строчными импульсами с вывода *37*, а его выход соединяется с выводом *38* микросхемы. Наконец, чтобы начали функционировать выходные каска-

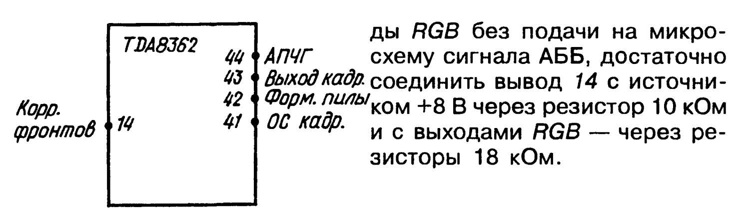


Рис.10.26. Отличия в цоколевке микросхемы TDA8362

ды *RGB* без подачи на микросхему сигнала АББ, достаточно соединить вывод *14* с источником +8 В через резистор 10 кОм и с выходами *RGB* — через резисторы 18 кОм.

Основные параметры микросхемы TDA8362A:

Напряжение питания .... +8 В ± 10%
Ток потребления .... 80 мА
Чувствительность по входу УПЧИ .... ≤ 100 мкВ
Диапазон АРУ .... ≥ 64 дБ
Амплитуда ПЦТС (вывод *7*) .... 4,8 В
Пороговый для АРУ СКВ размах
сигнала на выводах *45, 46* .... 0,2...150 мВ
Пределы напряжения регулировки
порога АРУ (вывод *49*) .... 0,5...4,5 В
Пределы управляющего напряжения АРУ
(вывод *47*) .... 0,3...8 В
Среднее значение
напряжения АПЧФ (вывод *9*) .... +4 В
Пределы изменения напряжения АПЧФ .... +1...+7 В
Размах входного сигнала УПЧЗ (вывод *5*) .... 1 мВ
Размах выходного звукового
сигнала (вывод *50*) .... 700 мВ
Размах входного ПЦТС (вывод *13*) .... 2 В
Размах внешнего ПЦТС (вывод *15*) .... 1 В
Размах сигнала *S-VHS-C* (вывод *16*) .... 0,3 В
Пределы управляющего напряжения на выводе 16:
режим внутренних сигналов .... ≤ 0,5 В
режим *S-VHS* .... 4 В
режим внешнего ПЦТС .... 8 В
Размахи внешних сигналов *RGB*
(выводы *22—24*) от черного до белого ....0,7 В
Амплитуда сигнала *FB* (вывод *21*) .... ≥ 0,9 В
Размахи цветоразностных сигналов
$-E'_{R-Y}$ (вывод *29*) .... 1,05 В
$-E'_{B-Y}$ (вывод *28*) .... 1,35 В
Диапазон АРУ цветности .... 26 дБ
Диапазон захвата ФАПЧ цветности .... ≥ 500 Гц
Диапазон регулировки цветового
тона (вывод *27*) .... ±50°
Размах демодулированного сигнала
$-E'_{R-Y}$ (вывод *30*) .... 0,525 В
Размах демодулированного сигнала
$-E'_{B-Y}$ (вывод *31*) .... 0,675 В

Сигнал на выводе *32*:

размах опорной поднесущей 4,43 МГц........ 0,25 В
постоянный уровень (режим ПАЛ/СЕКАМ)..... 1,5 В
постоянный уровень (режим СЕКАМ)............... 5 В
ток через вывод *32* для блокирования режима ПАЛ/НТСЦ .... ≥ 150 мкА

Регулятор насыщенности:

диапазон регулировки .... ≥ 52 дБ
изменение напряжения на выводе *26*.......... 0...5 В

Регулятор контрастности:

диапазон регулировки .... 20 дБ
изменение напряжения на выводе *25*.......... 0...5 В

Регулятор яркости:

диапазон регулировки .... ±1 В
изменение напряжения на выводе *17*.......... 0...5 В

Регулятор громкости:

диапазон регулировки .... 80 дБ
изменение напряжения на выводе *5*............ 0...5 В

Размахи выходных сигналов *RGB*......................... 4 В

Выходные сопротивления .... 100 Ом

Полосы пропускания выходных каналов:

для внешних сигналов *RGB*..................... ≥ 8 МГц
для ПЦТС ПАЛ .... 3,5 МГц
для *S-VHS-Y*.. ≥ 8 МГц

На рис.10.26 показаны отличия цоколевки микросхемы TDA8362 от TDA8362A.

В 1995 г. фирма «Филипс» разработала новую серию однокристальных процессоров как для телевизоров среднего класса (TDA8374), так и для телевизоров повышенного качества, которые снабжены кинескопами с форматом 16:9 и углом отклонения 110° (TDA8375 и TDA8376). Новые процессоры управляются по шине I^2C и позволяют подключать микросхему повышения четкости (TDA4670).

10.21. Цифровой блок повышения качества цветного изображения на микросхемах фирмы «Сименс»

Электрическая схема блока приведена на рис.10.27. Он содержит восемь СБИС. Первая из них — *D1* — это трехканальный аналого-цифровой преобразователь SDA9205. АЦП каждого канала — 8-разрядный. На входах АЦП имеются компараторы и устройства выборки и хранения. Транзистор *VT1* формирует опорные напряжения $U_{\text{оп max}}$ и $U_{\text{оп min}}$ для компараторов. Аналого-цифровые преобразователи могут работать с частотами дискретизации до 30 МГц. В данном случае используется тактовый сигнал $U_{\text{т1}}$ с частотой 13,5 МГц. На АЦП подан сигнал яркости и два цветоразностных. Цифровые сигналы проходят узлы преобразо-

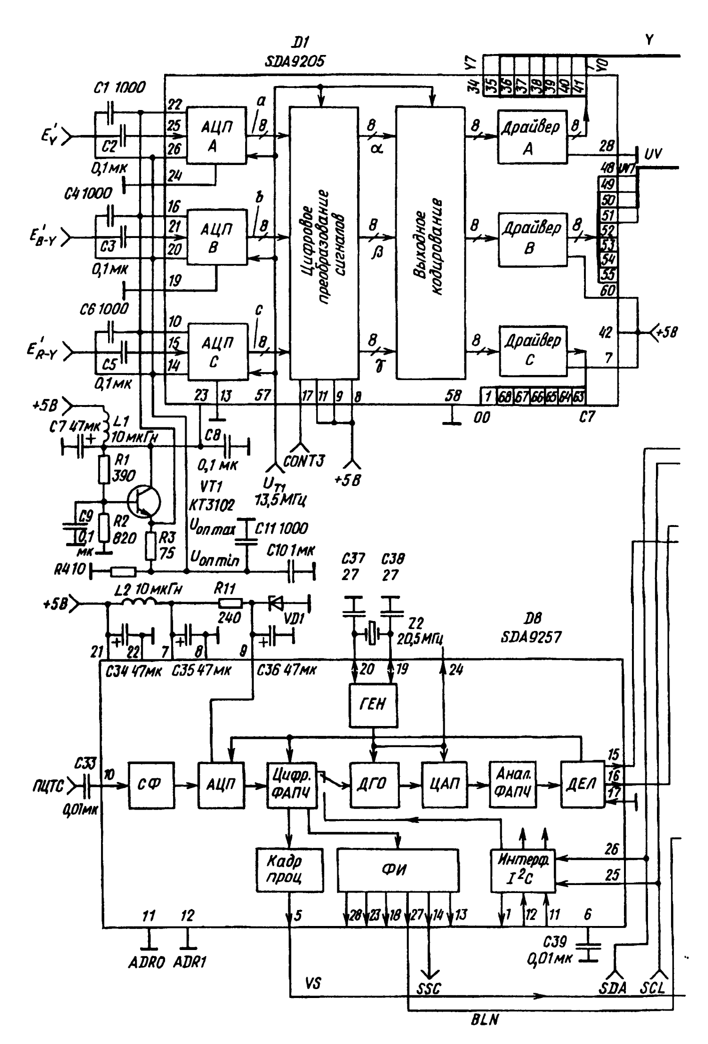
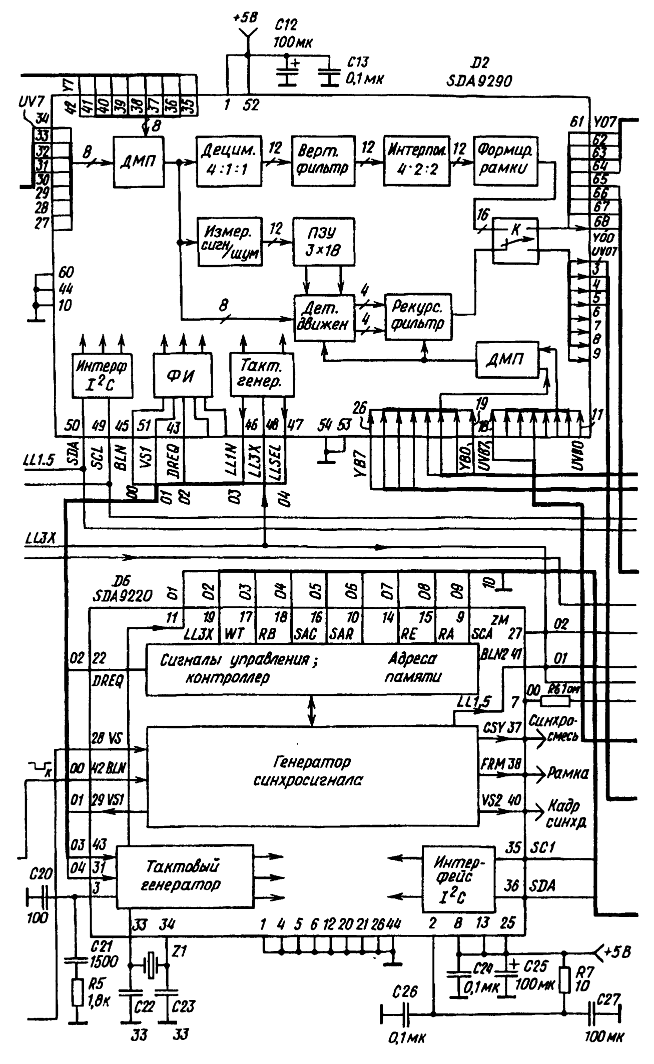


Рис.10.27. Электрическая схема блока повышения

вания и кодирования. Узел преобразования при необходимости может обеспечивать интерполяцию сигналов. В канале сигнала яркости отсчет α_n сигнала на выходе узла преобразования может быть равен соответствующему отсчету a_n на входе (режим 1.0), а может осуществляться интерполяция по закону $\alpha_n = (a_{n-4} + a_{n-3})/2$. При этом каждый выходной отсчет является полусуммой двух входных отсчетов (режим 1.1). В каналах $B-Y$ и



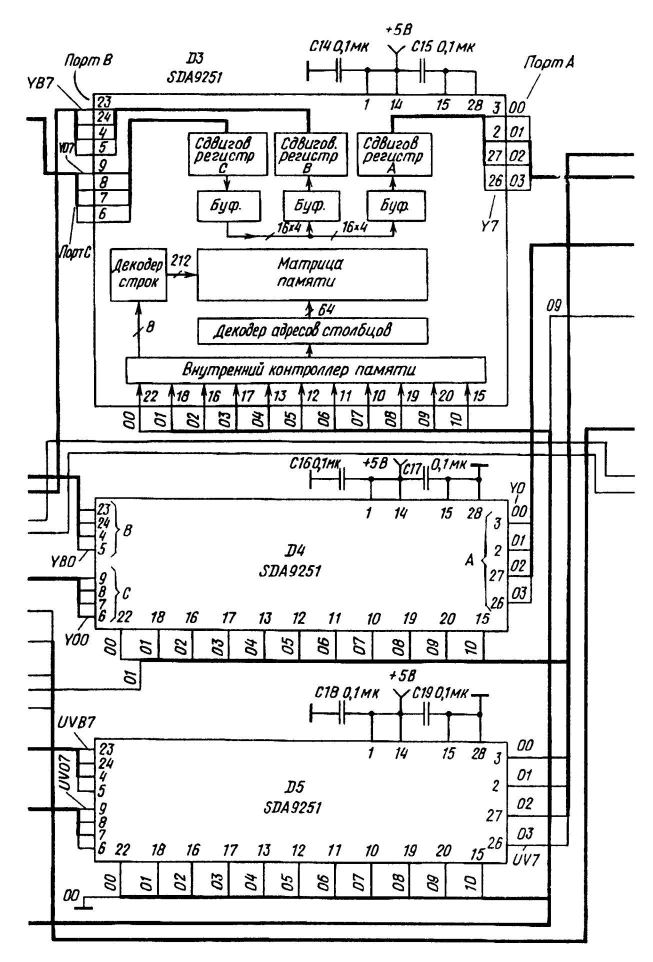
качества изображения на микросхемах фирмы "Сименс"

$R-Y$ отсчеты соответственно β_n и γ_n могут не преобразовываться (режимы 2.0) или проходить преобразование по следующим алгоритмам:

алгоритм (2.1) $\quad \beta_n = (b_{n-4} + b_{n-3})/2$;

алгоритм (2.2) $\quad \beta_n = b_{n-5} + b_{n-4} + b_{n-3} + b_{n-2}/4$;

алгоритм (2.3) $\quad \beta_n = (b_{n-7} + b_{n-6} + \ldots + b_{n-8})/8$.



Прошедшие интерполяцию сигналы поступают в узел выходного кодирования. Здесь осуществляется форматирование выходных сигналов. Если никакой обработки не проводится и используется тактовая частота 27 МГц, то получается формат 8:8:8 — три 8-разрядных сигнала. Кроме того, микросхема позволяет получить и другие форматы, в частности формат 4:1:1, используемый в рассматриваемом блоке повышения качества изображения. Напомним, что этот формат получается при частоте дискретизации в канале яркости 13,5 МГц. При этом на каждые 4 отсчета сигнала яркости приходится по одному отсчету цветоразностных сигналов, передаваемых с тактовой частотой 3,375 МГц. Режим обработки сигналов в микросхеме SDA9205 устанавливается напряжениями на выводах *17* (CONT0), *11* (CONT1), *9* (CONT2) и *8* (CONT3) в соответствии с табл.10.15.

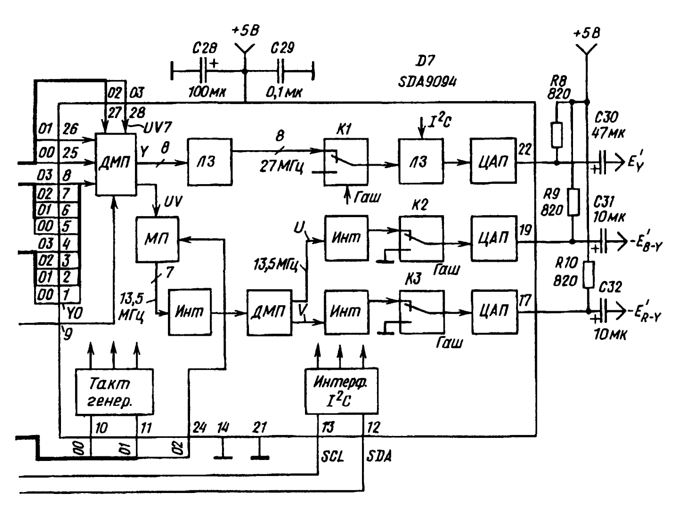


Рис.10.27. Электрическая схема блока повышения качества изображения на микросхемах фирмы "Сименс"

Таблица 10.15

Формат	Алгоритм интерполяции	CONT3	CONT2	CONT1	CONT0
8:8:8	Y-1.0; (R-Y)-2.0; (B-Y)-2.0	0	0	0	0
	1.1; 2.1; 2.1	0	0	0	1
8:4:4	1.0; 2.0; 2.0;	0	0	1	0
	1.0; 2.1; 2.1	0	0	1	1
8:2:2	1.0; 2.0; 2.0	0	1	0	0
	1.0; 2.2; 2.2	0	1	0	1
8:1:1	1.0; 2.0; 2.0	0	1	1	0
	1.1; 2.3; 2.3	0	1	1	1
4:8:8	1.0; 2.0; 2.0	1	0	0	0
	1.1; 2.1; 2.1	1	0	0	1
4:4:4	1.0; 2.0; 2.0	1	0	1	0
	1.1; 2.1; 2.1	1	0	1	1
4:2:2	1.0; 2.0; 2.0	1	1	0	0
	1.1; 2.2; 2.2	1	1	0	1
4:1:1	1.0; 2.0; 2.0	1	1	1	0
	1.1; 2.3; 2.3	1	1	1	1

При работе в формате 4:1:1, устанавливая с помощью центрального процессора телевизора логическую единицу или нуль на выводе *17 D1*, можно включать или выключать интерполяцию обрабатываемых сигналов. Интерполяция цветоразностных сигналов устраняет вызванные снижением тактовой частоты искажения на экране телевизора при передаче вертикальных сеточных структур. Чтобы уменьшить количество проводов в шине, цветоразностные сигналы выводятся из микросхемы в мультиплексированном виде с тактовой частотой 13,5 МГц. При этом выходные сигналы можно представить следующим образом:

$$Y_1^7\ Y_2^7\ Y_3^7\ Y_4^7 \ldots$$

$$Y_1^6\ Y_2^6\ Y_3^6\ Y_4^6 \ldots$$

. . . .

. . . .

$$Y_1^0\ Y_2^0\ Y_3^0\ Y_4^0 \ldots$$

$$U_1^7\ U_1^5\ U_1^3\ U_1^1 \ldots$$

$$U_1^6\ U_1^4\ U_1^2\ U_1^0 \ldots$$

$$V_1^7\ V_1^5\ V_1^3\ V_1^1 \ldots$$

$$V_1^6\ V_1^4\ V_1^2\ V_1^0 \ldots$$

Здесь нижний индекс — номер отсчета, а верхний — разряд.

Выходные сигналы могут быть представлены в двоичном или дополнительном коде. Режим устанавливается отдельно для каждого канала по выводам *28, 60* и *7*. Логический нуль дает двоичный код, а единица — дополнительный. На схеме рис.10.27 для сигнала яркости установлен двоичный код, а для цветоразностных — дополнительный. При формате 4:1:1 в микросхеме используются только канал А и четыре разряда канала В.

Цифровые сигналы по 12-проводной шине направляются в микросхему *D2* (SDA9290), где может обеспечиваться подавление шумов, получение на экране девяти малых изображений, а также «замороженное» статическое изображение основного формата с подвижным малым изображением от той же программы либо наоборот — движущееся изображение большого формата с неподвижным малым изображением.

Микросхема управляется по цифровой шине. Для подавления шумов коммутатор К переводится в нижнее по рисунку положение. При этом включается рекурсивный фильтр с памятью на поле, на первый вход которого поступает сигнал от АЦП, а на второй — сигнал, задержанный памятью на время одного поля. В качестве памяти используются три корпуса (*D3–D5*) микросхем SDA9251. Работа шумоподавителя уже была рассмот-

рена в гл.9. Степень подавления шумов регулируется в пределах 0...12 дБ. Детектор движения, управляющий коэффициентом фильтра, учитывает не только скорость движения, но и уровень шумов во входном сигнале. Для этого шумы с помощью специального звена измеряются в интервале гашения полей (строки 6, 7), чтобы исключить влияние полезного сигнала. Степень подавления шума может регулироваться по шине. Имеется три ступени регулировки: подавление отсутствует, среднее подавление и максимальное подавление.

Когда коммутатор К переведен в верхнее положение, рекурсивный фильтр выключается, и телевизор переходит в режим мультиизображения. Для формирования малых изображений используется горизонтальный фильтр, обеспечивающий сокращение числа пикселей (децимацию) в строке до 216, и вертикальный фильтр с памятями на строку (как в модуле PIP), сокращающий число строк в малом изображении до 84. Реализуются следующие режимы:

1. Автоматический режим мультиизображения. Из текущего сигнала запоминаются восемь полей (неподвижных фаз), отстоящих на одинаковые интервалы времени. Одно (девятое) малое изображение остается подвижным.

2. Режим мультиизображения с ручным управлением. Фазы статических изображений выбираются нажатием кнопки.

3. Режим мультиизображения со сканированием селектора каналов. Селектор каналов последовательно переключается по шине в режим приема выбранных программ. Получается 8 статических изображений и одно — подвижное.

4. Одно статическое малое дополнительное изображение. Получается из текущей программы.

5. Подвижное малое изображение на фоне статического большого.

Малые изображения могут снабжаться рамками, яркость которых регулируется по шине.

Микросхема SDA9290 имеет адрес 0010101. Она работает только в режиме приема команд (логический нуль в восьмом бите адреса). Данные записываются в четыре внутренних регистра R0–R3. После записи данных в регистр субадрес автоматически увеличивается на единицу (табл.10.16).

Таблица 10.16

Регистр	Субадреса	Биты данных							
		D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7
R0	00	SUV8	NR	VCR	SS	O	FR	BO	B1
R1	01	SL0	SL1	SL2	SL3	SL4	YF3	YF4	YF5
R2	02	SU0	SU1	SU2	SU3	SU4	0	0	0
R3	03	KT0	KT1	KT2	KT3	KTEN	SNT0	SNT1	SNTEN

Данные в регистры записываются, начиная со старших бит *D7*.

Регистр R0.

SUV8 — разрядность входных сигналов. *SUV8* = 0 7 бит;
SUV8 = 1 8 бит.

NR — режим шумоподавления. *NR* = 0 — выключено;
NR = 1 — включено.

VCR=0 — телевизионный режим; *VCR*=1 — режим видеомагнитофона.

SS = 0 — режим полного экрана; *SS* = 1 — расщепленный экран.

FR = 0 — без рамок; *FR* = 1 — с рамками.

Биты *B0* и *B1* определяют режим обработки сигнала в микросхеме, как это показано в табл.10.17.

Таблица 10.17

B0	*B1*	Режим обработки сигнала
0	0	Нормальный режим
1	0	Мультиэкран
0	1	Неподвижное малое изображение
1	1	Неподвижное большое изображение

Регистр R1. Устанавливает пороговое значение SL для отношения сигнал-шум и яркость рамки (табл.10.18 и 10.19).

Таблица 10.18

Порог SL отношения сигнал-шум, дБ	*SL0*	*SL1*	*SL2*	*SL3*	*SL4*
0	0	0	0	0	0
. . . .					. . . .
4	0	0	1	0	0
. . . .					. . . .
. . . .					. . . .
31	1	1	1	1	1

Таблица 10.19

Яркость рамки	*YF3*	*YF4*	*YF5*
0 — черная	0	0	0
. . . .			. . . .
. . . .			. . . .
7 — белая	1	1	1

Регистр R2 устанавливает пороговое значение *SU* для отношения сигнал-шум (табл.10.20).

Таблица 10.20

Порог SU отношения сигнал-шум	*SU0*	*SU1*	*SU2*	*SU3*	*SU4*
0	0	0	0	0	0
...	...	...	...	...	...
16	0	0	0	0	1
...	...	...	...	...	...
...	...	...	...	...	...
31	1	1	1	1	1

Регистр R3. Режимы подавления шума и коэффициента фильтра приведены в табл.10.21 и 10.22.

Таблица 10.21

Режим подавления шума	*SNT0*	*SNT1*	*SNTEN*
Автоматический	X	X	0
Режим 0	0	0	1
Режим 1	1	0	1
Режим 2	0	1	1

Таблица 10.22

Коэффициент фильтра	*KT0*	*KT1*	*KT2*	*KT3*	*KT4*	*KTEN*
Детектор движения включен	X	X	X	X	X	0
K = 1	0	0	0	0	0	1
K = 3/4	1	0	0	0	0	1
...	...	...	...	...	...	...
...	...	...	...	...	...	...
K = 3/16	0	1	1	1	1	0
K = 1/8	1	1	1	1	1	1

Микросхема SDA9290 выпускается в корпусе P-LLC-68-1 с 68 выводами, расположенными по периметру микросхемы.

Микросхема памяти SDA9251 была рассмотрена в гл.9. Из трех корпусов микросхем, используемых в блоке, два (*D3* и *D4*) обрабатывают сигнал яркости, а третий, *D5*, — мультиплексированные цветоразностные сигналы. Порты *B* и *C* микросхем обеспечивают замыкание рекурсивной цепи фильтра, обеспечивающего подавление шумов. С порта *A* данные считываются с тактовой частотой 27 МГц, что обеспечивает получение сигнала с частотой полей 100 Гц.

Микросхема памяти выпускается в корпусе *P-DSO*-28, рассчитанном на поверхностный монтаж.

Управление памятью осуществляет микросхема SDA9220 (*D6*). Она содержит четыре узла: генератор синхросигналов, контроллер памяти, тактовый генератор и интерфейс шины I^2C.

Генератор синхросигналов запускается строчными (*BLN*) и кадровыми (*VS*) импульсами стандартного видеосигнала 625/50 2:1 и формирует все синхроимпульсы, необходимые для преобразования стандарта развертки, подавления шумов, получения мультиизображения, а также выполнения дополнительной функции — расширения части изображения до размеров всего экрана (зум-эффект). К числу основных сформированных синхроимпульсов относятся строчные синхроимпульсы *BLN2* с частотой 31,25 кГц, кадровые синхроимпульсы *VS1, VS2* с частотой 100 Гц, синхросмесь *CSY* для запуска 100-герцевого телетекста, сигнал *FRM*, обеспечивающий гашение основных видеосигналов при воспроизведении рамок в режиме мультиизображения, и ряд других.

Тактовый генератор представляет собой систему ФАПЧ, которая синхронизируется исходным тактовым сигналом $U_{т1}$ (LLIN) с частотой 13,5 МГц и формирует тактовые сигналы *LL3X* (13,5 МГц), *LL1.5X* (27 МГц), *SCA* (27 МГц), управляющие памятью и другими микросхемами блока.

Контроллер памяти формирует запускающие сигналы $\overline{WT}$, $\overline{RE}$, $\overline{RA}$, $\overline{RB}$ и импульсы выбора адреса *SAR, SAC*, которые подаются на микросхемы памяти. В течение каждой строки в памяти осуществляется два цикла регенерации.

Микросхема управляется по шине I^2C. Работает она только в режиме приемника (логический нуль в 8-м бите адреса).

Микросхема *D6* управляет режимами преобразования стандарта развертки. Во входном чересстрочном сигнале четные и нечетные поля чередуются по закону А(а)-В(в)-А(а)-В(в).. Буквы в скобках соответствуют временно́му расположению синхроимпульсов четных и нечетных полей. После преобразования могут быть получены 100-герцевые сигналы: А(а)-А(а)-В(в)-В(в).., А(а)-В(в)-А(а)-В(в).. Для остановленного изображения получаются сигналы: А(в)-А(а)-А(в)-А(а)..,В(а)-В(в)-В(а)-В(в).. (с чересстрочностью) или А(а)-А(а)-А(а)-А(а).., В(в)-В(в)-В(в)-В(в).. — т.е. без черезстрочности.

Адрес микросхемы 0 0 1 0 0 1 *ADR*. Младший, 7-й бит адреса *ADR* может устанавливаться изменением логических уровней на выводах *24* и *26* микросхемы. При *U24*=1 *ADR*=0; при *U26*=1 *ADR*=1. Микросхема содержит семь регистров (табл.10.23).

Таблица 10.23

Функция	Субадрес	Биты данных			
		D0	D1	D2	D3
Управление 1	00	VDM0	VDM1	VERT	VNR
Управление 2	01	WDEL0	WDEL1	WDEL2	WDEL3
Управление 3	02	HPOS0	HPOS1	VPOSO	VPOS1
Регулировка зума	03	ZH0	ZH1	ZH2	ZH3
Фаза HS2	04	HP0	HP1	HP2	HP3
Задержка FRM	05	FRD0	FRD1	FRD2	FRD3
Регулировка CFH	06	CFHP0	CFHP1	CFHP2	CFHP3

Окончание таблицы 10.23

Функция	Субадрес	Биты данных			
		D4	D5	D6	D7
Управление 1	00	MUXS	MUXI	BLK	EXSYN
Управление 2	01	WDEL4	FLDF	FLDC	FLDM
Управление 3	02	WMO	WM1	FR	STB
Регулировка зума	03	ZV0	ZV1	ZV2	ZM
Фаза HS2	04	HP4	HP5	HP6	N864
Задержка FRM	05	FRD4	FRD5	FRD6	FRDIS
Регулировка CFH	06	CFHW0	CFHW1	CFHW2	CFHW3

Во всех регистрах *D7* — старшие биты. Рассмотрим основные из этих бит.

Регистр 1. Бит *VERT* устанавливается исходя из частоты полей входного сигнала: *VERT*=0 — частота 50 Гц; *VERT*=1 — частота 60 Гц. Биты *VDM0* и *VDM1* определяют режим преобразования стандарта развертки (табл.10.24).

Таблица 10.24

Чередование воспроизводимых полей	*VDM0*	*VDM1*
A-A-B-B	0	0
A-A-A-A	1	0
B-A-B-A	0	1
Не определено	1	1

Регистр 2. Биты *WDEL0–WDEL4* устанавливают задержку записи сигнала в память, выраженную в периодах тактового сигнала 13,5 МГц (*LL3*) (табл.10.25).

Таблица 10.25

Задержка	Управляющие биты				
	WDEL0	*WDEL1*	*WDEL2*	*WDEL3*	*WDEL4*
0	0	0	0	0	0
...	...	...	...	...	...
14	0	1	1	1	0
...	...	...	...	...	...
30	0	1	1	1	1
Не определена	1	1	1	1	1

Биты *FLDF–FLDM* определяют закон чередования полей. В частности, при *FLDM* = 0 воспроизводятся оба поля; при *FLDF* = 1 — только одно поле.

Регистр 3. Биты *HPOS* и *VPOS* позволяют выбрать положение на экране движущегося малого изображения из девяти возможных. Биты *HPOS* обеспечивают смещение по горизонтали, а *VPOS* — по вертикали.

Биты *WM* устанавливают режимы записи в память (табл.10.26).

Таблица 10.26

Режим записи	Биты управления	
	WM0	*WM1*
Нормальный режим	0	0
Мультиизображение	1	0
Остановленное изображение	0	1
Остановленное малое изображение	1	1

Бит *FR* включает рамку, если *FR*=1.

Бит *STB* останавливает изображение, если *STB*=1.

Регистр 4. Бит *ZM* включает режим увеличения фрагмента изображения (зум), если *ZM*=1. Увеличение составляет 4 раза по площади. Биты *ZV* и *ZH* позволяют выбрать положение увеличиваемого фрагмента путем смещения его на 8 ступеней по вертикали и горизонтали.

Регистр 5 касается только режима НТСЦ с частотой полей 60 Гц.

Регистр 6 управляет параметрами рамок для малых изображений.

Регистр 7 регулирует сигнал *CFH* (на выводе *32* микросхемы), уменьшающий дрожание кадров при воспроизведении видеозаписей.

Микросхема SDA9220 выполнена в корпусе P-LCC-44-1, имеющем 44 вывода, расположенных по периметру.

С помощью тактового сигнала *SCA* из порта *A* памяти считываются данные с частотой полей 100 Гц. Эти сигналы по 12-разрядной шине проходят в микросхему *D7* (SDA9094), которая называется выходным интерфейсом памяти.

Микросхема содержит демультиплексор, разделяющий входные яркостный и цветоразностные цифровые сигналы, имеющие тактовую частоту 27 МГц, канал сигнала яркости, задержка в котором регулируется по шине, канал цветоразностных сигналов, содержащий интерполяционный фильтр. Интерполяция уменьшает мерцание строк. При этом полоса цветоразностных сигналов ограничивается на уровне 2,6 МГц.

Цветоразностные сигналы после их выделения преобразуются в 7-разрядный сигнал с чередующимися компонентами *UVUV*. Затем с помощью демультиплексора компоненты сигнала разделяются в два канала, где проходят вторые интерполяционные фильтры и гашение во время обратного хода разверток. Все три канала заканчиваются цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП). На выходах микросхемы выделяются аналоговый сигнал E'_Y и цветоразностные сигналы отрицательной полярности $-E'_{B-Y}$ и $-E'_{R-Y}$. Выходные транзисторы имеют открытые коллекторы, поэтому используются внешние резисторы нагрузок.

Микросхема выполнена в пластмассовом корпусе DIP-28.

Управляется микросхема по шине и работает только в режиме приема. Ее адрес 0010110. Управляющие данные передаются только во втором байте и имеют формат

D02 D12 D22 D32 D42 - - -.

Эти биты определяют задержку сигнала яркости, которая регулируется по шине и измеряется числом периодов сигнала тактовой частоты 27 МГц (табл.10.27).

Таблица 10.27

Задержка (тактов)	Управляющие биты				
	D02	*D12*	*D22*	*D32*	*D42*
0	0	0	0	0	0
....					....
21	1	0	1	0	1
....					....
23	1	1	1	1	1

Исходные тактовые сигналы для блока формируются микросхемой тактового генератора SDA9257 (*D8*). На ее вход (вывод *10*) поступает ПЦТС. Сигнал проходит схему фиксации по вершинам строчных синхроимпульсов и переводится в цифровую форму с помощью 7-разрядного АЦП. Частота дискретизации 27 МГц. Затем сигнал проходит цифровой ФНЧ, ограничивающий его полосу до 1 МГц. Цифровой ФАПЧ сравнивает частоту и фазу синхроимпульсов с частотой и фазой сформированного микросхемой тактового сигнала 27 МГц (вывод *15*), поделенной в делителе ДЕЛ на 1728. Синхроимпульсы запускают дискретный генератор отсчетов (ДГО), который вырабатывает пилообразный сигнал, преобразуемый с помощью ПЗУ в синусоидальный. На выходе ЦАП получается аналоговая синусоида, дополнительно подстраиваемая в аналоговом ФАПЧ. В результате вырабатываются тактовые сигналы 13,5 и 27 МГц, синхронные и синфазные

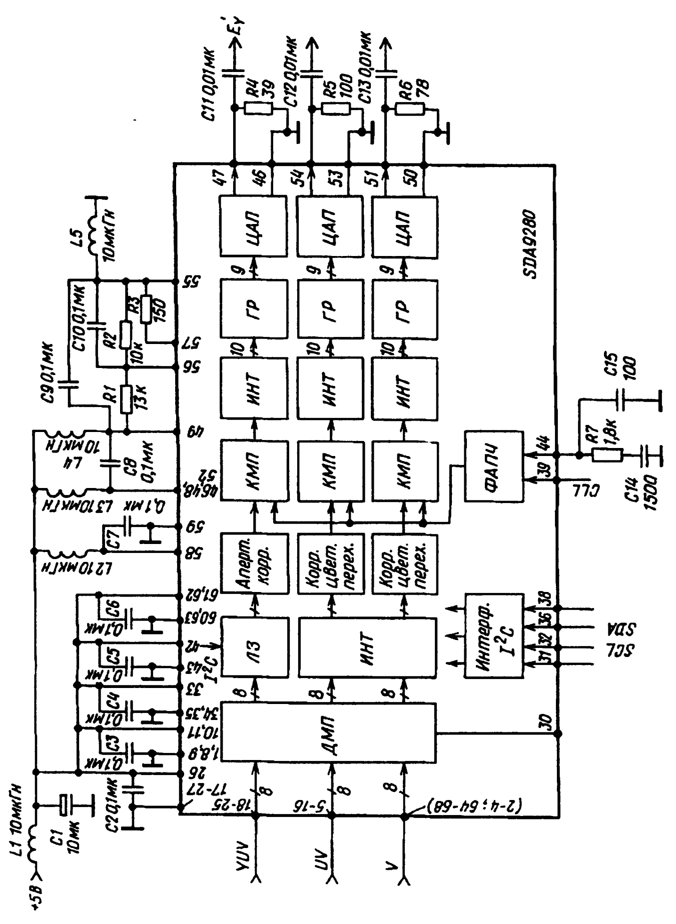


Рис.10.28. Функциональная схема и включение СБИС SDA9280

с входным ПЦТС. Эти сигналы и используются в блоке повышения качества изображения (сигналы *LL3* и *LL1.5*). Формирователь импульсов ФИ вырабатывает строчные импульсы (*BLN*) и сигнал *SSC*. Отдельный узел выделяет кадровые синхроимпульсы и формирует кадровые импульсы *VS*. Микросхема управляется по цифровой шине. Ее адрес 1011BC, где *B* и *C* — логические уровни, установленные на выводах *11* и *12* микросхемы (на рис.10.27 это нули). Микросхема содержит 14 регистров.

В 1994 г. фирмой «Сименс» выпущена более совершенная, чем SDA9094, микросхема выходного интерфейса — SDA9280. Ее функциональная схема представлена на рис.10.28. Микросхема может обрабатывать три 8-разрядных сигнала с форматом 8:8:8. Поэтому она имеет три входных 8-разрядных шины. При использовании микросхемы в рассмотренном блоке сигнал *Y* подается на вход *YUV*, а цветоразностные сигналы — на вход *UV*. Как и в SDA9094, сигналы разделяются демультиплексором, затем сигнал яркости проходит регулируемую задержку *13*, а цветоразностные — интерполяционный фильтр ИНТ. Далее в микросхеме предусмотрена цифровая коррекция четкости — апертурный корректор для сигнала яркости и корректоры цветовых переходов для цветоразностных сигналов. Следующими новыми звеньями являются компандеры (КМП). Они позволяют менять формат растра и обеспечивать следующие режимы:

компрессию сигнала, обеспечивающую возможность просмотра изображения с форматом 4:3 на кинескопе 16:9;

расширение изображения 16:9 (например, ПАЛ-плюс) так, что оно воспроизводится без геометрических искажений на кинескопе с форматом 4:3;

расширение широкоэкранного изображения с черными полосами (letterbox) так, что оно вписывается по вертикали в формат кинескопа 4:3.

Микросхема выполняет рассмотренные преобразования геометрии в горизонтальном направлении. Изменение размера по вертикали обеспечивается соответствующей регулировкой в блоке кадровой развертки. Для изменения масштаба по горизонтали звенья КМП содержат цифровые памяти на время строки. Строка сигнала записывается в память с исходной тактовой частотой, например 27 МГц. При считывании информации из памяти используется тактовый сигнал с регулируемой частотой, вырабатываемый специальной системой ФАПЧ с ФНЧ, подключенным к выводу *44* микросхемы. На ФАПЧ (вывод *39* микросхемы) подается опорный тактовый сигнал. В петле ОС ФАПЧ имеется управляемый делитель частоты. Меняя коэффициент деления, регулируют частоту вырабатываемого ФАПЧ тактового сигнала. Если тактовая частота при считывании выше, чем при записи, изображение сжимается по горизонтали, если ниже — растягивается. Управление осуществляется по шине I^2C.

Микросхема SDA9280 имеет также дополнительные графические возможности. В частности, на изображении можно создавать площадки с заданным цветом. Координаты и цвет площадок задаются по шине. Площадки формируются в звеньях ГР.

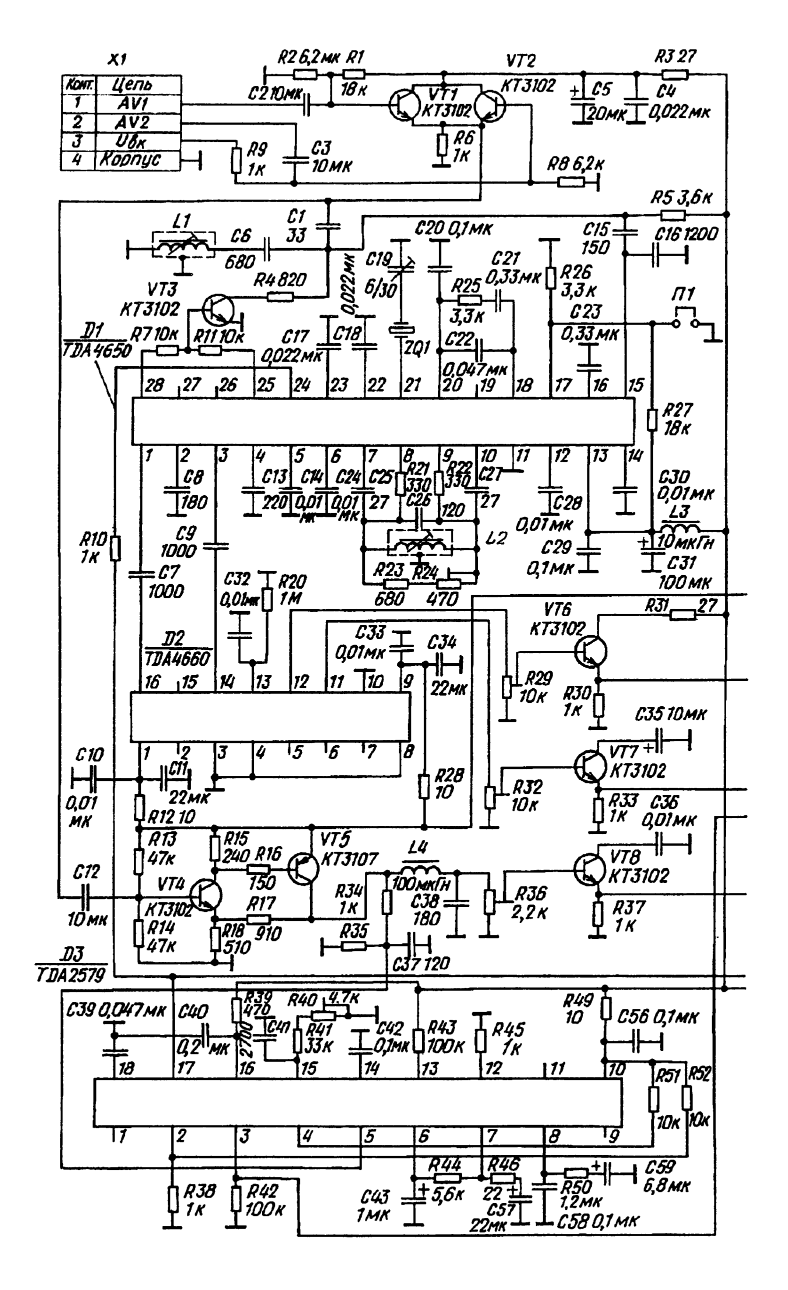
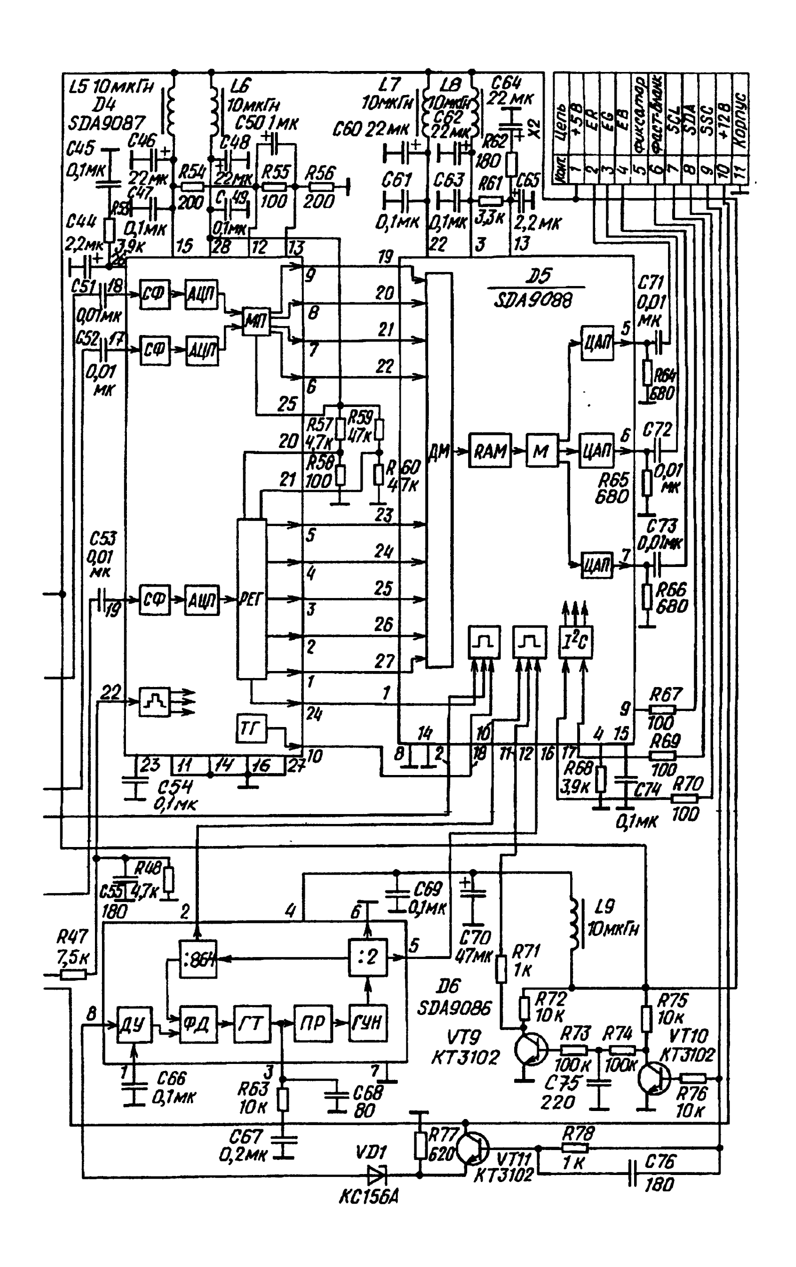


Рис.10.29. Электрическая схема модуля PIP



на микросхемах SDA9086, SDA9087 и SDA9088

На выходах микросхемы предусмотрены три 9-разрядных ЦАП. Микросхема SDA9280 имеет адрес 0010110. Возможен как режим приема, так и передачи информации (для этого в восьмом бите адреса передается логическая единица).

Микросхема имеет 15 регистров для записи данных от блока управления. В частности, седьмой регистр с субадресом 06 управляет работой компандеров. Когда *D0* в этом регистре равно нулю, сигнал сжимается. При *D0*=1 происходит расширение сигнала по горизонтали. Глубина регулировки определяется двоичным словом, записанным в биты *D2*–*D7* этого регистра. Длительность строки может меняться от 3/4 до 4/3 от исходного значения.

10.22. Модуль PIP на микросхемах SDA9086, SDA9087 и SDA9088

Электрическая схема модуля представлена на рис.10.29. Он подключается ко входам сигналов *RGB* в декодере телевизора, а источниками входных сигналов служат видеомагнитофон, видеокамера или видеодиск. Для просмотра содержания телевизионных программ может использоваться радиоканал видеомагнитофона. Декодер модуля выполнен на микросхемах TDA4650 (*D1*) и TDA4660 (*D2*), которая выполняет функции линии задержки.

Для управления модулем необходим или отдельный блок управления с выходом на шину I^2C, или доработанный блок управления телевизора.

На входе модуля предусмотрен электронный коммутатор на транзисторах *VT1, VT2*, который позволяет выбирать один из двух внешних видеосигналов. Управление коммутатором осуществляется напряжением $U_{вк}$ от одного из портов процессора через резистор *R9*.

Сигнал цветности выделяется полосовым фильтром, образованным элементами *L1, C6, C15, C16*. В режиме СЕКАМ фильтр настроен на частоту 4,286 МГц. Шунт *R5* обеспечивает добротность около 16. Декодер обрабатывает также сигнал ПАЛ и НТСЦ 4,43 МГц. При этом полоса пропускания фильтра расширяется, так как к нему с помощью ключевого транзистора *VT3* подключается резистор *R4*. В декодере используется только один кварцевый резонатор *ZQ1* на удвоенную частоту цветовой поднесущей ПАЛ (8,8672 МГц). Микросхема задержки *D2* имеет номинальное напряжение питания 5 В. Для этого используется тот же источник, что и для цифровых микросхем *D4* и *D5*. Если вместо TDA4660 применяется TDA4661, от вывода *13* микросхемы следует отключить цепь *R20C32*. Вводимое изображение содержит всего 212 отсчетов сигнала яркости на строку. Поэтому в канале яркости не имеет смысла применять переключаемые режекторные фильтры и они заменены фильтром нижних частот *L4C38*, обеспечивающим полосу пропускания около 3 МГц.

Сигнал яркости и два цветоразностных сигнала малого изображения подаются на микросхему *D4* (SDA9087), содержа-

щую три раздельных АЦП. Опорные напряжения для компараторов АЦП устанавливаются на выводах *12* и *13 D4* внешним делителем напряжения *R54R55R56*. Нижнее опорное напряжение должно составлять 2, а верхнее 3 В. Рабочий раствор входной амплитудной характеристики АЦП, таким образом, равен 1 В. Для подстройки размахов дискретизируемых сигналов до этого значения, используются потенциометры *R29*, *R32* и *R36*, включенные в базовых цепях эмиттерных повторителей *VT6–VT8*.

Чтобы обеспечить совпадение во времени сигнала яркости и цветоразностных сигналов, в составе микросхемы SAD9087 предусмотрена управляемая линия задержки. Значение задержки устанавливается изменением с помощью делителей *R57R58* и *R59R60* потенциалов на выводах *20* и *21* в соответствии с табл.10.28.

Таблица 10.28

U21	*U20*	Время задержки, нс	*U21*	*U20*	Время задержки, нс	*U21*	*U20*	Время задержки, нс
U1	*U1*	0	*U2*	*U1*	444	*U3*	*U1*	888
U1	*U2*	148	*U2*	*U2*	592	*U3*	*U2*	1040
U1	*U3*	296	*U2*	*U3*	740	*U3*	*U3*	1180

Здесь 0 < *U1* < 0,8 В; 2 В < *U2* < 2,75 В; 4 В < *U3* < 5 В.

Напряжение на выводе *25 D4* определяет требуемую полярность подаваемых на микросхему цветоразностных сигналов. Если декодер формирует цветоразностные сигналы с положительной полярностью, вывод *25* соединяют с корпусом. Если полярность цветоразностных сигналов отрицательна, как в данном случае, вывод *25* соединяют с источником напряжения +5 В.

Вводимое и основное изображения в телевизоре практически всегда асинхронны. Поэтому для формирования компонент малого изображения необходимы строчные и кадровые импульсы, которые вырабатываются в отдельном синхроселекторе *D3*. Синхроселектор выполнен на микросхеме TDA2579. Вместо нее можно использовать и другие микросхемы аналогичного типа, например К174ХА11, КР1021ХА2 и т.д. Чтобы эти микросхемы формировали все три составляющих сигнала *SSC*, необходим блок строчной развертки или его эквивалент — одновибратор. Но в данном случае достаточно, чтобы в сигнале *SSC* присутствовали лишь две составляющие — строчный стробимпульс и кадровый гасящий импульс. Поэтому микросхема *D3* работает без дополнительного одновибратора. Сигнал *SSC*, синхронный с вводимым изображением и не содержащий строчных гасящих импульсов, подается на микросхему декодера *D1* и на вывод *22* микросхемы *D4* PIP. Размах этого сигнала, подаваемого на SDA9087, не должен превышать 5 В (уровень ТТЛ). Поэтому используется делитель *R47R48*.

По шинам с выводов *1–5* и *6–9* микросхемы *D4* на *D5* (SDA9088) подаются цифровой сигнал яркости и мультиплексированные цветоразностные сигналы. Кроме того, с вывода *10 D4* на вывод *18 D5* проходят тактовый сигнал записи в память $U_{тв}$ 13,5 МГц, а с вывода *24* на вывод *1* — строчные импульсы вводимого изображения ($U_{св}$).

Микросхема SDA9088 содержит полевую память на 167,9 кбайта, строчные регистры памяти и контроллер, необходимый для адресации, управления, формирования рамки и т.д. Контроллер организован так, что считывание из памяти совершенно не зависит от процесса записи. Для управления этими процессами требуются два тактовых сигнала 13,5 МГц. Один из них должен быть синхронным с вводимым изображением ($U_{тв}$), а другой — с основным изображением ($U_{то}$). Кроме того, необходимы строчные и кадровые импульсы как вводимого, так и основного изображения. Тактовый сигнал $U_{тв}$ формируется в *D4*. Кадровые импульсы вводимого изображения $U_{кв}$ подаются с вывода *3 D3* на вывод *2 D5*.

Для формирования тактового сигнала $U_{то}$ 13,5 МГц, кратного строчной частоте основного изображения, используется дополнительная ФАПЧ на микросхеме *D6* типа SDA9086-3. Микросхема содержит ГУН на частоту 27 МГц, делитель на 2 с драйвером, делитель на 864, фазовый детектор, генератор тока ГТ и преобразователь ПР ток—напряжение. Постоянная времени ФАПЧ определяется внешней *RC*-цепью, подключенной к выводу *3* микросхемы. Если PIP используется в телевизоре высокого класса с кадровой частотой 100 Гц и строчной частотой 31,25 кГц, вывод *6* микросхемы SDA9086-3 отключается от корпуса и присоединяется к источнику питания +5 В. Меняя напряжение на выводе *1*, можно изменять требования к амплитуде подаваемых на микросхему строчных импульсов основного изображения (подключение вывода *1* к корпусу соответствует уровню ТТЛ, а подключение к источнику +5 В — уровню *SSC*).

В любом случае на микросхему SDA9088 подают не *SSC* основного изображения, а раздельно строчные и кадровые импульсы ($U_{со}$ и $U_{ко}$). Их можно снять с модуля синхроселектора телевизора, а можно, как на рис.10.29, сформировать из *SSC* основного изображения. Строчные импульсы, вернее строчные стробирующие импульсы, выделяются с помощью транзистора *VT11* и стабилитрона *VD1*. Кадровые гасящие импульсы выделяются схемой на транзисторах *VT9, VT10* с интегрирующей цепью *R73C75R74*.

С выходов микросхемы *D5* снимаются сигналы *RGB* и бланкирующий импульс *FB*, переключающий коммутатор в декодере телевизора и выводящий на его экран дополнительное изображение. При необходимости командой по цифровой шине можно изменить режим работы SDA9088 так, что на ее выходах будут выделяться сигналы *YUV*.

Большинство функций PIP регулируются по цифровой шине I^2C. Провода шины подключены к выводам *16* (провод данных *SDA*) и *17* (провод тактовых импульсов *SCL*) микросхемы *D5* (SDA9088). Шина соединяет микропроцессор в блоке управления со всеми микросхемами, в которых проводятся регулировки.

Первый байт передаваемого сообщения содержит адрес ведомой микросхемы. Микросхема SDA9088 имеет адрес 00101110. Второй байт содержит адрес выбранного регистра. Следующий байт содержит сообщение, записываемое в этот регистр. После записи данных в регистр его адрес автоматически увеличивается на единицу. Шинный интерфейс SDA9088 содержит пять регистров, имеющих адреса 00, 01, 02, 03 и 04.

В *регистре 00* (табл.10.28) информация занимает 6 бит из 8.

Таблица 10.29

Бит	Функция	Название	Пояснения
d0	0 – PIP выключен	PON	Если d0–0, нет фаст-бланка и выходных сигналов
	1 = PIP включен		
d1	0 = YUV;	OUT	Формат выходных сигналов
	1 = RGB		
d2	0 = полевой режим;	NINT	Режим воспроизведения
	1 = кадровый режим		
d3	0 = ФАПЧ выключена	PPLL	При d3=0 к микросхеме подключают внешний тактовый сигнал основного изображения
	1 = ФАПЧ включена		
d4	0 = 1/9;	SIZE	Размер вводимого изображения
	1 = 1/16		
d5	0 = движущееся изображение;	STILL	Режимы движущегося и неподвижного изображений
	1 = неподвижное изображение		
d6, d7	Не используются		

Бит *d0* управляет включением и выключением дополнительного изображения. В выключенном состоянии на выводах SDA9088 отсутствуют фаст-бланк и видеосигналы. Изменением значения бита *d1* можно переходить на выходах PIP от формата *RGB* к формату *YUV*. При этом на выходе *R* выделяется сигнал (–*V*), на выходе *G* — сигнал *Y*, а на выходе *B* — сигнал (–*U*). Бит *d2* обеспечивает использование одного или обоих полей из каждого кадра вводимого изображения. Обычный режим *d2*=0. Бит *d3* определяет режим формирования тактового сигнала основного изображения. Если используется микросхема SDA9086, устанавливают *d3*=0. Бит *d4* меняет формат вводимого изображения. Бит *d5* позволяет получить неподвижное «замороженное» изображение, если *d5*=1.

Изменение содержания *регистра 01* позволяет вводить или не вводить рамку для малого изображения и управлять ее цветом (табл.10.30).

Таблица 10.30

Бит	Функция				Название
d0	0=без рамки 1=с рамкой				FRON
d1–d3					COL0–COL2
	d3	*d2*	*d1*	Цвет рамки	
	0	0	0	Синий	
	0	0	1	Фиолетовый	
	0	1	0	Зеленый	
	0	1	1	Белый	
	1	0	0	Красный	
	1	0	1	Желтый	
	1	1	0	Оранжевый	
	1	1	1	Голубой	
d4–d7s	Не используются				

Таблица 10.31

Бит	Функция					Название	Пояснения
d0–d3	Задержка считывания по вертикали в периодах строчной развертки основного изображения					RDV0–RDV3	
	d3	*d2*	*d1*	*d0*	Задержка		
	0	0	0	0	0		
	0	0	0	1	2		
	0	0	1	0	4		
							
	1	1	1	0	28		
	1	1	1	1	30		
d4–d6	Выбор задержки в периодах тактовой частоты основного изображения					SD0–SD2	Сдвиг фаст-бланка
	d6	*d5*	*d3*	Задержка			
	0	0	0	0			
	0	0	1	1			
	0	1	0	2			
							
							
	1	1	0	6			
	1	1	1	7			
d7	Не используется						

Регистры 02 и *03* (табл.10.31 и 10.32) позволяют в небольших пределах сдвигать малое изображение по вертикали и горизонтали в пределах выбранной четверти основного изображения, которая определяется битами *d6, d7* в регистре 03. Биты *d4—d6* регистра 02 позволяют подстраивать положение фаст-бланка по горизонтали ступенями, соответствующими периоду тактовой частоты основного изображения. Это дает возможность компенсировать несовпадение во времени фаст-бланка и вводимого изображения.

Таблица 10.32

<table>
<tr><th>Бит</th><th colspan="7">Функция</th><th>Название</th></tr>
<tr><td rowspan="9">d0-d5</td><td colspan="7">Задержка считывания по горизонтали в тактовых интервалах</td><td rowspan="9">RDH0 — RDH5</td></tr>
<tr><td>d5</td><td>d4</td><td>d3</td><td>d2</td><td>d1</td><td>d0</td><td>Задержка</td></tr>
<tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr>
<tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>2</td></tr>
<tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>4</td></tr>
<tr><td colspan="7">..............................</td></tr>
<tr><td colspan="7">..............................</td></tr>
<tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>248</td></tr>
<tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>252</td></tr>
<tr><td rowspan="6">d6, d7</td><td colspan="7">Место малого изображения</td><td rowspan="6">POS0 — POS1</td></tr>
<tr><td>d7</td><td>d6</td><td colspan="5">Положение</td></tr>
<tr><td>0</td><td>0</td><td colspan="5">Слева вверху</td></tr>
<tr><td>0</td><td>1</td><td colspan="5">Справа вверху</td></tr>
<tr><td>1</td><td>0</td><td colspan="5">Слева внизу</td></tr>
<tr><td>1</td><td>1</td><td colspan="5">Справа внизу</td></tr>
</table>

Регистр 04 управляет параметрами строчного импульса, частотой тактового генератора и режимов ввода фаст-бланка, как это показано в табл.10.33.

Регистр 04.

Таблица 10.33

Бит	Функция	Обозначение	Пояснение
d0	0 = SSC уровень строчных импульсов основного изображения 1 = ТТЛ уровень строчных импульсов	HSP5	Переключение уровня строчного импульса
d1	0 = 13,5 МГц ФАПЧ; 1 = 27 МГц ФАПЧ	PL27	Переключение частоты тактового генератора
d2	0 = фаст-бланк внутренний; 1 = фаст-бланк внешний	SOP	Выбор режима по выходу SELECT
d3	0 = внешний строчный импульс; 1 = внутренний строчный импульс	HSPINT	Импульсы от ФАПЧ
d4-d7	Подстройка ЦАП	CON 0-3	

Бит *d0* регистра 04 меняет требуемый размах строчных импульсов основного изображения, которые подаются на вывод *10* SDA9088. При использовании микросхемы SDA9086 устанавливают *d0*=1. Бит *d1* устанавливают в нуль. Значение *d1*=1 применяется, если телевизор имеет блок повышения качества изображения, кадровая частота составляет 100 Гц, а строчная — 31 кГц. Бит *d2* позволяет выключить фаст-бланк, сохранив сигналы *RGB* (наложение основного и вводимого изображений). Бит *d3* устанавливают в нуль, если используется микросхема SDA9086. Биты *d4—d7* позволяют менять в некоторых пределах амплитуды аналоговых сигналов на выходах ЦАП.

Настройка модуля начинается с декодерной части. На вход *AV1* подают полный цветовой телевизионный сигнал СЕКАМ с модуляцией цветными полосами. Подключив ко входу $U_{вк}$ напряжение +5 В, убеждаются, что коммутатор *VT1–VT2* работает. Подбирают номинал резистора *R34* так, чтобы постоянное напряжение на выводе *5 D3* составляло 2,5 В. На выводе *7 D3* должны присутствовать строчные стробирующие импульсы и кадровые импульсы. Синхронизируют развертку осциллографа от генератора телевизионного сигнала. Подают на $U_{вк}$ напряжение 5 В. Восстанавливают синхронизацию сигнала на экране осциллографа, вращая движок потенциометра *R40* (частота строк). Отключают напряжение $U_{вк}$. Подключив делительную головку осциллографа к выводу *15 D1*, вращают сердечник в *L1* до получения минимальной амплитудной модуляции пакетов цветовой поднесущей. Подключают вход осциллографа к выводу *3 D1*. Убеждаются, что на выводе присутствует сигнал E_{B-Y}. Вращая сердечник в *L2*, совмещают сигнал на белой и черной полосах с уровнем черного. Переключают осциллограф на вы-

вод *1*, где присутствует сигнал E'_{R-Y}. Подстраивают нулевую точку дискриминатора потенциометром *R24*. Подают на вход модуля сигнал ПАЛ. Замыкают перемычку П1. На выводах *1* и *3* микросхемы *D1* появляются осциллограммы в виде движущихся фигур Лиссажу. Вращают подстроечный конденсатор *C19* до остановки осциллограмм. На эмиттерах транзисторов *VT6* и *VT7* должны быть цветоразностные сигналы примерно с одинаковыми амплитудами в режимах СЕКАМ и ПАЛ. На эмиттере *VT8* должен быть сигнал яркости с подавленной цветовой поднесущей. Вращая движки потенциометров *R29, R32* и *R36*, устанавливают размахи сигналов на выводах *17—19 D4* равными 1 В. Подают на входы транзисторов *VT10* и *VT11* сигнал *SSC* от телевизора. На выводе *8 D6* должны быть строчные стробирующие импульсы, а на выводе *12 D5* — кадровые гасящие импульсы. На выводе *5 D6* присутствует тактовый сигнал 13,5 МГц с уровнем ТТЛ. После этого соединяют модуль через шину I^2C с цифровым блоком управления и отрабатывают программное обеспечение. Большинство параметров, заносимых в регистры SDA9088, должны быть записаны в ПЗУ. В качестве оперативных целесообразно оставить только следующие:

включение и выключение PIP;

изменение места, где выводится дополнительное изображение;

изменение размера дополнительного изображения (1/9 и 1/16);

остановка изображения;

изменение цвета рамки.

Модуль может быть подключен к любому телевизору, имеющему быстродействующий коммутатор сигналов *RGB*, начиная с телевизора ЗУСЦТ с модулем цветности МЦ31. При этом требуется отдельный цифровой блок управления с пультом.

После получения на экране телевизора малого изображения следует проверить точность совмещения сигналов яркости и цветности и при необходимости скорректировать номиналы резисторов *R57–R60* в соответствии с табл.10.28.

10.23. Модуль PIP на микросхемах SDA9187 и SDA9188

Электрическая схема модуля приведена на рис.10.30. Для коммутации входных сигналов и декодирования использована микросхема TDA9160 (*D1*). Можно применить и любой другой декодер. В частности, использование TDA8362 позволяет выполнить модуль PIP с отдельным радиоканалом.

В модуле использованы только функции TDA9160, касающиеся коммутации входных сигналов, демодуляции сигнала цветности и формирования сигнала *SSC*. Поэтому часть выводов *D1* не задействована. Путем коммутации по шине I^2C можно выбрать один из трех подводимых к модулю сигналов: ПЦТС1 (вывод *26* микросхемы), ПЦТС2 (вывод *24*) и *S-VHS* (компонен-

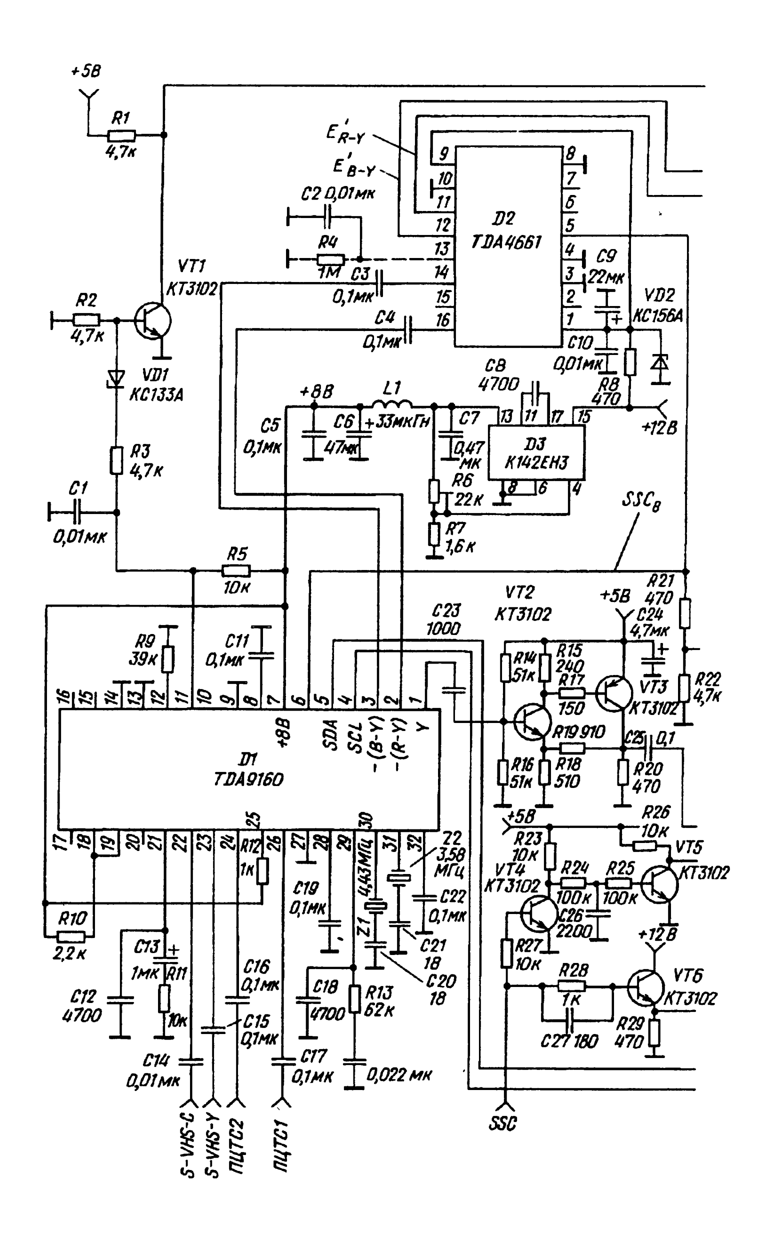
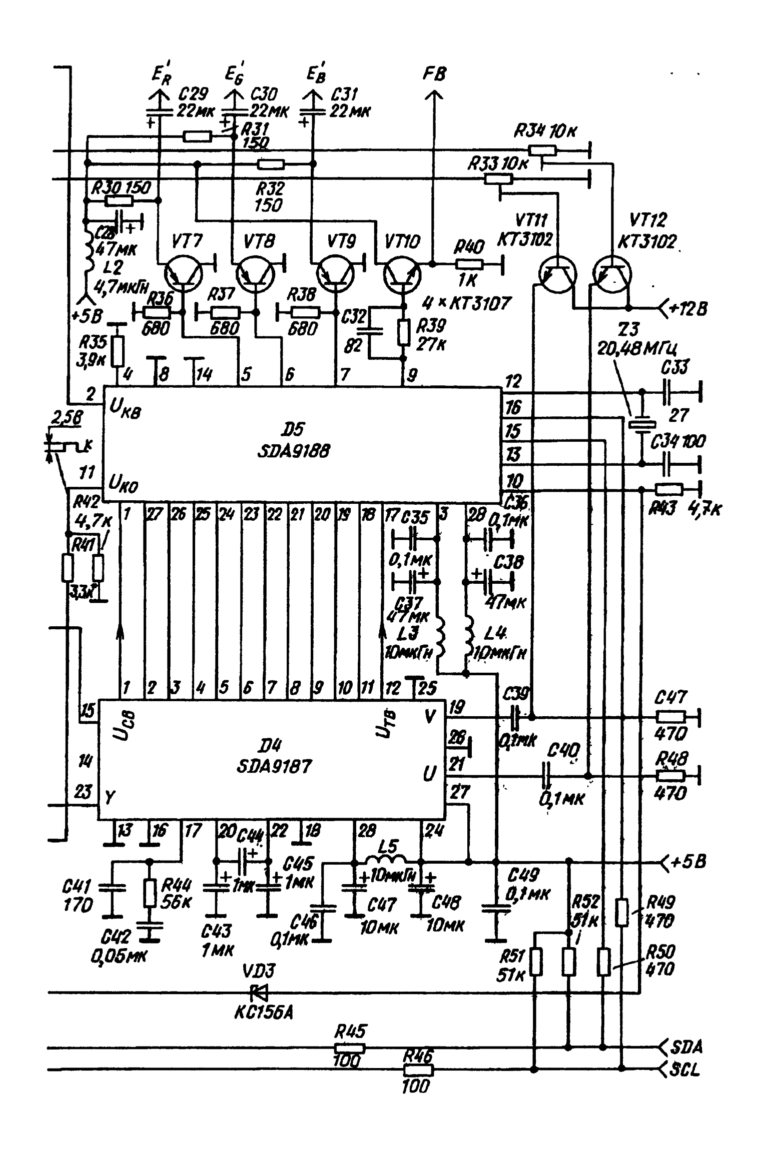


Рис.10.30. Электрическая схема модуля PIP



на микросхемах SDA9187 и SDA9188

та яркости подводится к выводу *23 D1*, а компонента цветности — к выводу *22*).

С вывода *11 D1* снимается кадровая пила, синхронная с вводимым изображением. Диод *VD1* и транзистор *VT1* формируют из нее кадровые импульсы вводимого изображения $U_{кв}$, подаваемые на вывод *2* SDA9188. Сигнал $SSC_в$ вводимого изображения снимается с вывода *6 D1*. Яркостный сигнал вводимого изображения снимается с вывода *1*, усиливается транзисторами *VT2, VT3* и поступает на вывод *23* SDA9187. Демодулированные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} с выводов *2* и *3 D1* подаются на микросхему TDA4661, обеспечивающую задержку сигналов на время строки. Для получения напряжений питания +8 В (*D1*) и +5,6 В (*D2*) применены соответственно стабилизатор *D3* и стабилитрон *VD2*.

Амплитуды входных видеосигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}, поступающих на АЦП SDA9187, подстраиваются потенциометрами *R33* и *R34*. Напряжения на выводах *20* и *22* микросхемы SDA9187 определяют раствор амплитудных характеристик АЦП. Внутри микросхемы предусмотрен резистивный делитель, обеспечивающий потенциалы на выводах *20* и *22*, при которых максимальные размахи входных сигналов составляют 1 В (1 В на выводе *20* и 2 В — на выводе *22*). Для изменения раствора характеристик подключают к этим выводам внешние резисторы. Аналого-цифровые преобразователи формируют 6-разрядные цифровые сигналы *YUV*. Сигнал яркости формируется в двоичном коде, а цветоразностные сигналы — в дополнительном коде. Уровни черного в сигналах *UV* устанавливаются равными 0,5 от их размахов. Тактовый сигнал $U_{тв}$ формируется в микросхеме с помощью ФАПЧ. При этом опорным сигналом служат строчные стробирующие импульсы сигнала $SSC_в$, подаваемые на вывод *15*. Цепь *R44C41C42* определяет постоянную времени ФАПЧ. Напряжение, устанавливаемое на выводе *14*, зависит от полярности входных цветоразностных сигналов. Если полярность, как обычно, отрицательная, вывод *14* оставляют не включенным. При этом напряжение на нем составляет +5 В. Если входные цветоразностные сигналы имеют положительную полярность, вывод *14* следует замкнуть на корпус.

Для совмещения во времени сигналов яркости и цветности в микросхеме SDA9187 предусмотрена регулируемая задержка компоненты E_Y, которая устанавливается изменением напряжений на выводах *25, 26* и *27* в соответствии с табл.10.34.

Таблица 10.34

Уровни напряжений на выводах			Время задержки, нс	Уровни напряжений на выводах			Время задержки, нс
25	26	27		25	26	27	
0	0	0	0	0	0	1	592
1	0	0	148	1	0	1	740
0	1	0	296	0	1	1	888
1	1	0	444	1	1	1	1040

Здесь 0 соответствует замыканию вывода на корпус, а 1 — соединению его с источником питания +5 В. На схеме рис.10.30 соединения выполнены так, что обеспечивается задержка 592 нс.

С микросхемы SDA9187 на SDA9188 подается 6-разрядный сигнал яркости (выводы *2–7*, вывод *7* — младший разряд) и четыре разряда мультиплексированных компонент *UV* (выводы *8–11*). С вывода *12 D4* на вывод *17 D5* подается тактовый сигнал $U_{тв}$ вводимого изображения, а с вывода *1 D4* на вывод *1 D5* — строчные импульсы $U_{св}$. Для формирования тактового сигнала основного изображения $U_{то}$ может использоваться микросхема SDA9086, но можно обойтись и без нее. Для этого между выводами *12* и *13 D5*, как это показано на рис.10.30, включают кварцевый резонатор *Z3* на частоту 20,48 МГц. Строчные и кадровые импульсы основного изображения могут быть взяты с микросхемы синхроселектора телевизора или сформированы из сигнала *SSC* схемами на транзисторах *VT4–VT6*.

Шинный адрес микросхемы SDA9188 — такой же, как и микросхема SDA9088, т.е. 00101110. Число регистров увеличено с 5 до 10.

Функции регистров 00, 02 и 03 — такие же, как в SDA9088. В регистре 01 уровни бит *d4—d7* определяют яркость рамки. При нулевых уровнях этих бит рамка яркая, а при единичных

Таблица 10.35

Бит	Функция	Название	Пояснения
d1, d0	00 = автоматическое опознавание стандарта; 01 = 50 Гц; 10 = 60 Гц; 11 = остановка и текущий режим	IMOD	Для многостандартного применения Фиксированный режим —"— Используется при переключении программ
d3, d2	Как d1, d0	PMOD	Для основного канала
d4	Ширина рамки: 0 = 6 пикселей; 1 = 4 пикселя	FRWH	Для формата 16:9
d5	Ширина рамки по вертикали: 0 = ширина три строки; 1 = ширина две строки	FRWV	Возможна раздельная установка ширины рамки по горизонтали и вертикали
d6	0 = горизонтальное уплотнение 3:1; 1 = горизонтальное уплотнение 4:1	DECHOR	Возможна раздельная установка ширины и высоты, т.е. формат 16:9, если в регистре 00 d4 = 0
d7	0 = вертикальное уплотнение 3:1; 1 = вертикальное уплотнение 4:1	DECVER	Для формата 16:9

Таблица 10.36

Бит	Функция	Название	Пояснение
d4–d0	Установка задержки сигнала $U_{кп}$	VSIDEL	Шагами по 2,37 мкс
d5	0 = подавление шумов в сигнале $U_{кп}$ включено; 1 = подавление шумов в сигнале $U_{кп}$ выключено	VSIS	—
d6	Проверка телевизионного стандарта малого изображения: 0 = проверка выключена; 1 = проверка включена	STATI	При включенной проверке воспроизведение обоих полей возможно только при точном соответствии числа строк нормам стандарта
d7	0 = режим поля; 1 = режим кадра	FRAME	При *d7* = 1 стандарты разверток вводимого и основного изображений должны быть одинаковыми

уровнях — темная. В регистре 04 бит *d1* определяет режим формирования тактового сигнала $U_{то}$. Если *d1*=1, используется внешняя ФАПЧ на SDA9086. При *d1*=0 работает внутренняя ФАПЧ и требуется кварцевый резонатор. Бит *d2* определяет режим выхода фаст-бланка FB.

В *регистр 05* (табл.10.35) записывается информация о кадровой частоте вводимого сигнала, параметрах рамки и формате малого изображения.

Регистр 06 (табл.10.36) управляет параметрами кадровых импульсов вводимого изображения и режимом записи информации в память (режим поля или кадра).

В *регистр 07* (табл.10.37) заносится информация о сигнале основного изображения и сигнале УНЧ для вводимого изображения.

Регистр 08 (табл.10.38) управляет яркостью рамки вводимого изображения.

С помощью *регистра 09* (табл.10.39) можно управлять режимом формирования бланкирующих импульсов (сигнал FB) и менять постоянную времени ФАПЧ.

Интерполяционный горизонтальный фильтр, обеспечивающий сокращение числа отсчетов сигнала яркости по строке в формате 1/9, работает с коэффициентами 1-1-1, а в формате

Таблица 10.37

Бит	Функция	Название	Пояснение
d4–d7	Задержка импульсов $U_{ко}$	VSPDEL	Задержка шагами: 2,37 мкс (50 Гц); 1,185 мкс (100 Гц)
d5	Подавление шумов в $U_{ко}$ 0 = подавление выключено, 1 = подавление включено	VSPIS	—
d6	Проверка стандарта основного изображения: 0 = проверка включена, 1 – проверка выключена	STATP	—
d7	0 = ПАЛ/НТСЦ; 1 = СЕКАМ	AMSEC	При использовании декодера СЕКАМ без УЛЗ усиление удваивается

1/16 — с коэффициентами 1-1-1-1. Коэффициенты горизонтального фильтра сигнала цветности равны 1-2-1 для формата 1/9 и 1-1-1-1 для формата 1/16. При воспроизведении малого изображения с частотой полей 50 и 60 Гц могут использоваться оба поля. При этом учитываются фазовые соотношения вводимого и основного изображений (кадровый режим). Видеомагнитофоны в некоторых режимах не обеспечивают чересстрочности сигнала, что может привести к искажениям. В этом случае микросхема SDA9188 автоматически переходит в режим одного поля. В таком же режиме воспроизводится остановленное изображение.

Регулировка по битам *SD0–SD2* в регистре 02 позволяет смещать во времени положение фаст-бланка, тем самым компенсируя его задержку во внешних цепях.

Таблица 10.38

Бит	Функция	Название	Пояснение
d3–d0	Яркость рамки: 0000 = минимальная; .... 1111 = максимальная	FRY5:2	Регулировка возможна, если *d4* = 1
d4	0 = регулировка яркости рамки по биту *FRY*; 1 = регулировка по биту FRY5:2	FRYEN	
d5-d7	Не используется		Устанавливают в нуль

Таблица 10.39

Бит	Функция	Название	Пояснения
d0	Устанавливают в нуль		
d1-d4	Номинальная частота ГУН	VCOSEL 0—3	Устанавливают в нуль при нормальных условиях
d5	Режим выхода FB	SOS	Если *d5* = 1, выходной транзистор переходит в режим эмиттерного повторителя. Нужен резистор на корпус
d6	Постоянная времени ФАПЧ	PLLTC	0 = малая постоянная времени; 1 = большая постоянная времени

Матричная схема в *D5* формирует сигналы *RGB* в соответствии со следующими соотношениями:

$$E_R = E_Y + 0{,}75V\ ;\ E_G = E_Y - 0{,}37V - 0{,}1875U\ ;\ E_B = E_Y + U\ .$$

Для сигнала цветных полос 100/075/0 соотношение амплитуд сигналов $E_Y/U/V$ = 0,72/0,95/1. Путем переключения по шине I^2C (регистр 00, бит OUT) сигналы *YUV* можно направить в обход матрицы на выходы микросхемы *D5*.

Выходной каскад фаст-бланка микросхемы SDA9188 может переключаться по шине (регистры 04 и 09, биты SOP и SOS) из режима с общим эмиттером (SOP=1, SOS=0) в режим с общим коллектором (SOP=0, SOS=1). В режиме с общим эмиттером внешний резистор 1 кОм с вывода *9* микросхемы подключается к источнику +5 В. В режиме с общим коллектором внешний резистор 330 Ом соединяется с корпусом.

10.24. Особенности ремонта декодеров цветных телевизоров

Для ремонта и настройки декодера необходимы вольтметр с высоким внутренним сопротивлением, осциллограф (например, типа С1-65) и генератор, формирующий полные цветовые телевизионные сигналы СЕКАМ, ПАЛ и НТСЦ (например, типа PM5518 фирмы «Филипс»). При наличии осциллографа с выделением строки декодер СЕКАМ можно настроить без генератора, с использованием сигнала универсальной испытательной таблицы. При ремонте используются обычные инструменты радиомонтажника — паяльник, пинцет, отвертки для контуров и подстроечных резисторов. Декодер можно ремонтировать в составе телевизора, используя имеющиеся там источники питания и сигналы. В телевизорах 5- и 6-го поколений модули, в том числе и декодер, установлены вплотную друг к другу на общей кроссплате, что затрудняет доступ к контрольным

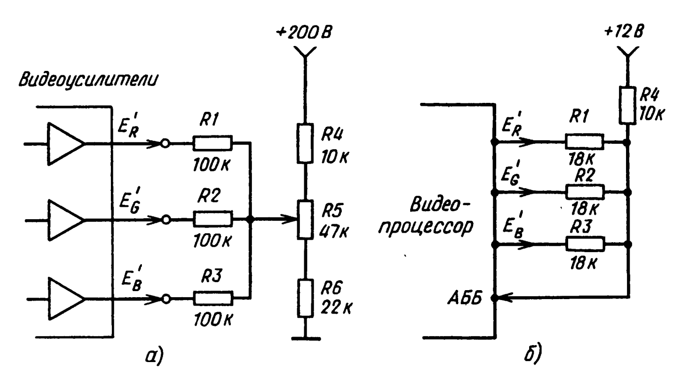


Рис.10.31. Эквиваленты кинескопа:
а — на выходах видеоусилителей; б — на выходах видеопроцессора

точкам. Ремонт возможен, если изготовить переходную плату, имеющую высоту, несколько большую высоты модуля декодера и снабженную разъемом-вилкой, включаемой в разъем кроссплаты, и разъемом-розеткой, куда вставляется модуль декодера. Контакты разъемов на переходной плате соединяют между собой проводами.

Удобнее ремонтировать модуль, целиком отключенный от телевизора. Однако при этом кроме генератора телевизионных сигналов необходимы источники питания +12 и +200 В и генератор, формирующий сигнал *SSC*. Схемы таких генераторов рассмотрены в [10.10]. Чтобы обеспечить функционирование декодера с автобалансом темновых токов без соединения его с кинескопом, используют эквиваленты кинескопа. Если декодер запускается вместе с видеоусилителями, то к их выходам подключается эквивалент, схема которого приведена на рис.10.31,*а*. Чтобы получить видеосигналы *RGB* на выходах видеопроцессора с автобалансом (например, TDA3505), к его выходам подключается эквивалент, показанный на рис.10.31,*б*. Если в телевизоре используется управление по цифровой шине, то даже при ремонте декодера, вынутого из телевизора, необходимо соединить его проводами *SCL* и *SDA* с соответствующими выходами центрального процессора.

Перед ремонтом декодера, проводимым в составе телевизора, необходимо убедиться, что остальные блоки телевизора исправны — работают развертки, есть высокое напряжение на аноде кинескопа, выделяется ПЦТС на выходе радиоканала. В телевизоре, управляемом по шине I^2C, следует проверить исправность центрального процессора — переключаются ли каналы, регулируется ли (с помощью пульта ДУ) громкость, есть ли на проводах шины импульсы.

Наиболее сложный этап ремонта — диагностика. Проще всего недостатки в работе декодера определять по виду изображения на экране кинескопа. Недостатки можно разделить на две груп-

пы: неисправности, вызванные выходом из строя тех или иных элементов схемы, или дефекты изображения, вызванные неточной настройкой исправного декодера.

Рассмотрим некоторые, характерные неисправности.

1. Изображение полностью отсутствует, хотя кинескоп исправен и развертки работают. В декодерах с автобалансом такая картина наблюдается при неисправности одного из видеоусилителей, при повреждении элементов цепи, соединяющей видеоусилители со входом автобаланса видеопроцессора, и, наконец, при выходе из строя видеопроцессора. Диагностика проводится путем отключения видеоусилителей от декодера и включения вместо них эквивалента рис.10.31,*б*. Если после этого на выходах видеопроцессора появляются сигналы *RGB*, неисправность следует искать в видеоусилителях. Если сигналов нет, неисправен может быть либо видеопроцессор, либо регулятор контрастности, что легко определить, подключив вольтметр к соответствующему выводу видеопроцессора и вращая ручку регулятора контрастности.

При повреждении в цепи автобаланса изображения нет, но на выходах видеоусилителей присутствуют измерительные импульсы, передаваемые в интервалах гашения полей.

2. На экране есть только черно-белое изображение. Подключить вход осциллографа ко входам цветоразностных сигналов видеопроцессора. Если сигналы есть — неисправен либо видеопроцессор, либо внешний регулятор насыщенности.

Когда сигналов нет, неисправность следует искать в канале цветности. Для этого надо проверить прохождение сигнала со входа канала до его выходов. Если нет сигнала на входе микросхемы декодера, то следует проверить цепи полосовых фильтров. Когда на входе микросхемы сигнал цветности есть, а на выходах нет, как в режиме СЕКАМ, так и ПАЛ, то, скорее всего, неисправна микросхема декодера. В случае, когда, например, в режиме ПАЛ сигналы есть, а в режиме СЕКАМ их нет, то причиной может быть неисправность цепей цветовой синхронизации или (при использовании микросхемы TDA4650) значительная расстройка частотного детектора. Чтобы проверить это, в микросхемах TDA4555 или TDA4650 принудительно включают режим СЕКАМ, для чего соединяют вывод *27* с источником питания +12 В через резистор 1 кОм. Если сигналы появятся, следует найти неисправность или подстроить частотный детектор, как это рассмотрено в гл.2.

Причиной отсутствия цветоразностных сигналов в режиме ПАЛ может быть расстройка триммера, включенного последовательно с кварцевым резонатором. Для проверки декодеров на микросхемах TDA4555 (К174ХА32) и TDA4650 соединяют резистором 1 кОм вывод *28* с источником +12 В. Если сигналы появятся, следует подстроить триммер (см. главу 3).

3. Отсутствует сигнал яркости. На экране кинескопа есть только искаженное цветное изображение с малой четкостью. Неисправность надо искать в канале яркости, проверяя прохождение сигнала осциллографом, начиная от входа. Могут быть

неисправны разделительные электролитические конденсаторы, режекторный фильтр или микросхема TDA4565 (К174ХА27).

4. На изображении цвет присутствует через строку, создавая эффект «жалюзи». Это свидетельствует о неисправности блока задержки (УЛЗ или микросхема TDA4660/61). Проверяется прохождение сигналов с помощью осциллографа. Выявляется и заменяется неисправный элемент.

5. При приеме сигнала СЕКАМ отмечается окраска черно-белых участков изображения. Окраска исчезает при уменьшении насыщенности оперативным регулятором. Причина — неточная настройка частотных детекторов в канале цветности. Подать на вход канала ПЦТС СЕКАМ с модуляцией сигналом цветных полос. Осциллограф подключить к одному из выходов микросхемы декодера цветности. Вращать сердечник в контуре соответствующего частотного детектора до совмещения площадок гашения с уровнем черного в сигнале. Переключить вход осциллографа ко второму выходу микросхемы и настроить второй контур. В микросхеме TDA4650 имеется один контур частотного детектора, общий для обоих каналов. При этом нулевая частота в канале *B–Y* устанавливается сердечником, а в канале *R–Y* — подстроечным шунтирующим резистором.

6. Наблюдается окраска ярких белых участков изображения. Окраска не исчезает при уменьшении насыщенности. Причина — неправильная установка соотношения размахов выходных сигналов *RGB*. Подать на вход декодера черно-белый сигнал ступенчатой формы. С помощью подстроечных потенциометров (например, *R25* и *R26* на рис.10.17) обеспечить белый цвет на самой яркой полосе. Существует специальный колориметр (РМ5539 фирмы «Филипс»), существенно упрощающий эту регулировку. Датчик прибора укрепляется с помощью присосок на экране кинескопа. На вход декодера подают сигнал белого поля. Размахи сигналов подстраивают так, чтобы три светящиеся точки на шкале прибора при разном положении регулятора контрастности перемещались совместно и не расходились.

7. В режиме СЕКАМ искажены и затянуты цветовые переходы. Основная причина — неправильная настройка КВП. Подстроить сердечником частоту контура КВП так, чтобы искажений на переходах не было. Цветовые переходы могут быть искажены при неправильном выборе номинала интегрирующего конденсатора корректора фронтов (микросхема TDA4565 или К174ХА27), подключенного к выводу *5* микросхемы. Емкость конденсатора должна составлять 330 пФ ±10%.

8. На изображении видна сетка от цветовой поднесущей. Такой дефект отмечается при неисправности или сильной расстройке режекторного фильтра. Неисправный керамический режектор надо заменить. Режекторный фильтр в виде колебательного контура настраивают так, чтобы в сигнале на его выходе обеспечивалось максимальное подавление цветовой поднесущей. После ремонта желательно подстроить регулировки во всех узлах декодера, как это рассмотрено в гл. 2, 3 и 5.

ПРИЛОЖЕНИЯ

1. Микросхемы канала цветности СЕКАМ

Тип	Функциональный состав	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
К174ХА1	ЭК, АО, ЧД (один канал)	16	Россия
К174ХА16	АРУ, АО, ЭК, 2 х ЧД, БЦС	28	— " —
TDA3520	АРУ, АО, ЭК, 2 х ЧД, БЦС	28	«Филипс» (Голландия)
TDA3530	АРУ, АО, ЭК, 2 х ЧД, БЦС	28	— " —
TDA4530	АРУ, АО, ЭК, 2 х ЧД, БЦС	28	— " —
TEA5630	АО, ЭК, 2 х ЧД, БЦС	24	«Томсон» (Франция)
TDA8490	АО, ЧД, БЦС	18	«Филипс» (Голландия)
TDA8395	АРУ, КВП, ЧД, КНП, ЭК, БЦС	16	— " —

2. Микросхемы канала цветности ПАЛ

Тип	Функциональный состав	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TBA520	2хСД, ЭК, матрица *G-Y*	16	«Филипс» (Голландия)
TBA540	Генератор поднесущей (4,43 МГц)	16	— " —
MBA540	То же	16	«Тесла» (Чехословакия)
TBA560	Оперативные регуляторы, АРУ, выделение вспышки, гашение	16	«Филипс» (Голландия)
TDA2510	АРУ, выделение вспышки, регулятор насыщенности, выключатель цветности	16	— " —
TDA2525	Генератор поднесущей (8,8 МГц), БЦС, ЭК, 2хСД, матрица *G-Y*, селектор SC	16	— " —
TDA2560	АРУ, оперативные регуляторы, селектор SSC	16	— " —
TDA3510	АРУ, 2хСД, генератор поднесущей (8,8 МГц), БЦС, ЭК, гашение, селектор SSC	24	— " —
К174ХА28	То же	24	Россия
MDA3510	— " —	24	«Тесла» (Чехословакия)
A3510	АРУ, 2хСД, генератор поднесущей (8,8 МГц), БЦС, ЭК, гашение, селектор SSC	24	Германия
TDA4510	— " —	16	«Филипс» (Голландия)
TEA5620	АРУ, 2хСД, генератор поднесущей (4,43 МГц), БЦС	18	«Томсон» (Франция)

3. Микросхемы канала цветности СЕКАМ/ПАЛ и СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ

Тип	Функциональный состав	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
К174ХА9	АО/АРУ, БЦС СЕКАМ, выделение вспышки, гашение	16	Россия
TCA640	То же	16	«Филипс» (Голландия)
MCA640	— " —	16	«Тесла» (Чехословакия)
К174ХА8	ЭК (матрица ПАЛ), 2хЧД (СД)	16	Россия
TCA650	То же	16	«Филипс» (Голландия)
MCA650	— " —	16	«Тесла» (Чехословакия)
TDA4550	Распознаватель систем, АРУ, ЭК (матрица ПАЛ), 2хЧД, БЦС, гашение	28	«Филипс» (Голландия)
TDA4555	То же	28	— " —
К174ХА32	— " —	28	Россия
TDA4556	То же. Положительная полярность выходных сигналов	28	«Филипс» (Голландия)
TDA4650	То же, одиночный ЧД. Работает совместно с TDA4661	28	— " —
УР5784ХП01	То же. Работает совместно с УР5504БР01	24	ПО «Микропроцессор» (Украина)
TEA5640	Распознаватель систем, ЭК, матрица ПАЛ/НТСЦ, 2хСД, 2хЧД; автоподстройка КВП, нулевых частот ЧД, фазы и амплитуды задержанного сигнала	28	«Томсон» (Франция)
TDA3590	АО, ЧД, балансный модулятор, БЦС СЕКАМ, ЭК	24	«Филипс» (Голландия)
TDA3591	То же	24	— " —
TDA3590A	То же, с улучшенным распознавателем СЕКАМ	24	«Филипс» (Голландия)
КР1021ХА3	То же	24	Россия
TDA3030	— " —	24	«Моторола» (США)
TDA3592A	Транскодер СЕКАМ/ПАЛ с отдельной УЛЗ и кварцевым резонатором 4,43 МГц	24	«Филипс» (Голландия)
STV2151	Коммутатор ПЦТС-S-VHS, АРУ, демодуляторы ПАЛ/СЕКАМ/НТСЦ, ЛЗ 64 мкс, полосовой фильтр, режектор. Управление по шине I^2C	30	«Томсон» (Франция)

4. Микросхемы декодеров ПАЛ, ПАЛ/СЕКАМ и ПАЛ/НТСЦ

Тип	Функциональный состав	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TDA3300	Генератор поднесущей (4,43 МГц), 2хСД, оперативные регуляторы, автоматический баланс белого, коммутатор внешних сигналов, матрица RGB	28	«Моторола» (США)
TDA3560	Генератор поднесущей (8,8 МГц), 2хСД, оперативные регуляторы, коммутатор внешних сигналов, матрица RGB	28	«Филипс» (Голландия)
TDA3561A	То же	28	— " —
TDA3562A	То же + автоматический баланс белого. Декодер ПАЛ/ НТСЦ	28	— " —
KP1021XA4	То же	28	Россия
TDA3566	То же. Упрощена коммутация в режиме НТСЦ	28	«Филипс» (Голландия)
TDA8461	Генератор поднесущей (4,43 и 3,58 МГц), 2хСД, переключаемая матрица RGB, регулировка по цифровой шине I^2C: яркостью, контрастностью, насыщенностью, цветовым тоном, коммутацией внешних сигналов, балансом белого, уровнем ограничения пиковых токов лучей. Сквозная полоса пропускания по сигналу E'_Y 12 МГц. Автоматическое распознавание сигналов ПАЛ/НТСЦ	40	«Филипс» (Голландия)
TDA8391	То же. Демодулирует только сигнал ПАЛ	32	— " —
STV2110	Декодер ПАЛ/СЕКАМ, оперативные регулировки, матрица RGB, коммутатор внешних сигналов RGB, автобаланс темновых токов, синхроселектор, предварительные каскады строчной и кадровой развертки. Четыре внешних контура и несколько подстроечных резисторов	52	«Томсон» (Франция)
TDA9141	Коммутатор ПЦТС/S-VHS, АРУ, полосовой фильтр, демодулятор ПАЛ/СЕКАМ/ НТСЦ, БЦС, ЛЗЯ, режектор, синхроселектор и задающие каскады разверток, входы внешних сигналов RGB. Управление по шине I^2C	32	«Филипс» (Голландия)
TDA9162	То же. Нет входов для сигналов RGB, имеется формирователь сигналов корректора геометрических искажений	32	— " —

5. Микросхемы канала яркости

Тип	Функциональный состав	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
К174УП1	Оперативные регуляторы контрастности и яркости, фиксация уровня черного, ограничение токов лучей	16	Россия
TBA970	То же	16	«Филипс» (Голландия)
К174УК1	Оперативные регуляторы, фиксация уровня черного, гашение	16	Россия
MCA660	То же	16	«Тесла» (Чехословакия)
TCA660	— " —	16	«Филипс» (Голландия)

6. Микросхемы матриц сигналов RGB и видеопроцессоров

Тип	Функциональный состав	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TBA530	Матрица RGB	16	«Филипс» (Голландия)
MBA530	То же	16	«Тесла» (Чехословакия)
К174АФ4	Регулятор насыщенности, матрица RGB без входов ОС	16	Россия
К174АФ5	Матрица RGB со входами ОС, подстройка размахов	16	Россия
TDA2530	То же	16	«Филипс» (Голландия)
TDA2532	Матрица RGB со входами ОС, подстройка размахов, коммутатор внешних сигналов RGB	16	— " —
TDA3500	Оперативные регуляторы, матрица RGB со входами ОС, подстройка размахов, коммутатор внешних сигналов RGB	28	— " —
TDA3501	То же + ограничение пикового тока лучей	28	— " —
К174ХА17	То же	28	Россия
TDA3505	То же + автоматический баланс темновых токов	28	«Филипс» (Голландия)
К174ХА33	То же	28	Россия
TEA5030	Матрица RGB, оперативные регуляторы, коммутатор внешних сигналов RGB	28	«Томсон» (Франция)

Окончание табл. 6

Тип	Функциональный состав	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TDA4580	Коммутатор внешних сигналов Y, U, V, оперативные регуляторы, переключаемая матрица RGB, коммутатор внешних сигналов RGB, автобаланс темновых токов, ограничение среднего и пикового токов лучей. Сквозная полоса пропускания сигнала E_Y 10 МГц	28	«Филипс» (Голландия)
TDA4680	То же, но управление по цифровой шине. Автобаланс по темновым токам и по белому	28	— " —
TDA4685	То же. Автобаланс только по темновым токам	28	— " —
TDA4686	То же. Предназначена для телевизора с БПК. Полоса пропускания по каналу яркости 10 МГц	28	— " —
УР1100ХА02	Оперативные регуляторы, матрица RGB, коммутация внешних сигналов RGB, автобаланс темновых токов, ограничение среднего и пикового токов лучей	24	ПО «Микропроцессор» (Украина)
TEA5040	Коммутатор трех внешних сигналов яркости. Коммутаторы двух внешних групп сигналов RGB (с последующим матрицированием в Y, U, V). Оперативные регулировки контрастности, насыщенности, яркости. Автобаланс по темновым токам и по белому. Ограничение токов лучей. Все регулировки по цифровой трехпроводной шине	40	«Филипс» (Голландия)
SAA4981	Аналоговый преобразователь формата изображения (4:3/16:9) по горизонтали. На базе коммутируемых конденсаторов	24	«Филипс» (Голландия)

7. Микросхемы малосигнальных цепей цветных телевизоров фирмы «Филипс» (Голландия)

Тип	Функциональный состав	Число выводов
TDA8362	Радиоканал, канал звука, декодер ПАЛ/НТСЦ с корректором четкости, синхроселекторы, задающие каскады разверток	52, расстояние между выводами 1,778 мм
TDA8362A	То же. Введены цепи автобаланса темновых токов, исключен корректор четкости	То же
TDA8366	То же. Нет канала звука. Введено управление по шине I^2C и корректор геометрии растра	— " —
TDA8374	То же с каналом звука. Для простых телевизоров	56
TDA8375	То же. Для телевизоров среднего класса. Предусмотрен выход и вход для сигнала яркости	56
TDA8376	То же. Для телевизоров повышенного качества. Синхронный видеодемодулятор. Нет канала звука. Входы для двух групп сигналов RGB. Регулируемая по шине задержка сигнала яркости	56
TDA8377	Телевизионный процессор среднего класса. Только для телевизора НТСЦ	56
TDA8310	Радиоканал, декодер и синхронизатор для блока «кадр в кадре»	52

8. Микросхемы фильтров, линий задержки и корректоров

Тип	Функциональный состав	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TDA8451	Две ЛЗ на строку, два сумматора, выходные каскады тактового генератора	16	«Филипс» (Голландия)[1]
TDA4660	Две ЛЗ на строку, выполненные на коммутируемых конденсаторах, два сумматора, автономный тактовый генератор с ФАПЧ	16	«Филипс» (Голландия)
TDA4661, TDA4665	То же	16	«Филипс» (Голландия)
УР5504БР01	Две ЛЗ на строку	8	ПО «Микропроцессор» (Украина)[1]
TDA8452	Режектор, полосовой фильтр, ЛЗ 2 мкс, умножитель частоты и выходные каскады тактового генератора	16	«Филипс» (Голландия)[1]
TDA8453	То же. Введен коммутатор входных сигналов	18	«Филипс» (Голландия)[1]
TDA4560	Регулируемая ЛЗЯ, корректоры фронтов цветоразностных сигналов	18	«Филипс» (Голландия)
TDA4565	То же; изменен номинал задержки	18	— " —
К174ХА27	То же	18	Россия
TDA4566	— " —	18	«Филипс» (Голландия)
TDA4568	Только регулируемая ЛЗЯ	18	— " —
TDA4563	Только корректоры фронтов цветоразностных сигналов	18	— " —
УР1100ХК02	Регулируемая ЛЗЯ, апертурный корректор, режектор	16	ПО «Микропроцессор» (Украина)[1]
УР1100ФП01	Корректор фронтов цветоразностных сигналов	14	ПО «Микропроцессор» (Украина)
TDA4670	То же. Введен апертурный корректор сигнала яркости. Управление по цифровой шине I^2C	18	«Филипс» (Голландия)
TDA4671	То же	18	— " —

[1] Технология ПЗС.

9. Микросхемы для цифровых декодеров

Тип	Функциональный состав	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TDA8708	АЦП (8 разрядов), АРУ по входному сигналу	28	«Филипс» (Голландия)
TDA8709	То же	28	— " —
SAA7151	Декодер ПАЛ/СЕКАМ/НТСЦ, переключатель входных сигналов	68	— " —
SAA7192	Преобразование цифровых сигналов YUV в цифровые сигналы RGB	68	— " —
SAA9051	Декодер ПАЛ/НТСЦ	68	— " —
SAA9056	Канал цветности СЕКАМ	28	— " —
SAA9058	Преобразователь тактовой частоты	20	— " —
VAD2150	АЦП (7 разрядов)	20	ИТТ
VCU2133	АЦП (7 разрядов), ЦАП, матрица RGB	40	— " —
VCU2136	То же	40	— " —
VPU2203	Разделительные фильтры, декодер ПАЛ, оперативные регулировки	40	— " —
SPU2243	Канал цветности СЕКАМ	40	— " —
CVPU2233	Разделительные гребенчатые фильтры, декодер НТСЦ	40	— " —
CVPU2234	То же	40	— " —
ACPV2205	То же, ПАЛ/НТСЦ	40	— " —
DTI2223	Корректор цветовых переходов	40	— " —
DTI2250	Корректор цветовых переходов, преобразователь формата	40	— " —
DTI2251	То же, дополнительно зуммер.	40	— " —
DTI2260	То же. Несколько форматов сигналов	40	— " —
VDP3108	2 АЦП, декодер ПАЛ/СЕКАМ/НТСЦ, разделительный гребенчатый фильтр, матрица RGB, 3 ЦАП, синхроселекторы	40	— " —
MCU2632	Тактовый генератор	14	— " —

10. Микросхемы для блока повышения качества изображения

Тип	Функциональный состав	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
SAA4940	Подавление шумов	64	«Филипс» (Голландия)
SAA4950	Контроллер памяти	44	— " —
SAA7158	Интерполяция сигналов цветности, вертикальная и медианная фильтрация сигнала яркости, 3 ЦАП	68	— " —
SDA9205	3 АЦП, интерполяция, преобразование формата сигналов	68	«Сименс» (ФРГ)
SDA9290	Подавление шумов	68	— " —
SDA9220	Контроллер памяти	44	— " —
SDA9251	Видео ЗУ 868,352 кбит, 3 порта	28	— " —
SDA9094	Регулировка задержки сигналов яркости. Интерполяция цветоразностных сигналов, 3 ЦАП	28	— " —
SDA9280	Регулировка задержки, коррекция четкости, изменение формата изображения, 3 ЦАП	68	— " —
SDA9257	АЦП. Формирование тактовых синхроимпульсов и SSC	28	— " —

11. Микросхемы выходных видеоусилителей

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
К224УК1	Один канал по типу рис.7.15. Внешние резисторы нагрузки и обратной связи	Г	9	Россия
TEA5101A	Три канала в одном корпусе, полоса пропускания 10 МГц	П (биполярная + КМОП)	15	«Томсон» (Франция)
TDA6101	Один канал в корпусе. Внешние резисторы обратной связи	П	9	«Филипс» (Голландия)
TDA6111	То же. Полоса пропускания ≥10 МГц	П	9	— " —

Примечание. П — полупроводниковая; Г — гибридная.

12. Параметры ультразвуковых линий задержки

Тип	Вариант	Номинальная задержка, мкс	Изменение задержки при изменении температуры	
			нс	°С
УЛЗ 64-4	СЕКАМ	63,943±0,03	<20	55
УЛЗ 64-5	СЕКАМ	63,943±0,03		
УЛЗ 64-8	СЕКАМ/ПАЛ	63,943±0,0053	<5	55
CV20 (Германия)	A	63,943±0,035	≤20	5...55
	B	63,943±0,08	≤6	5...55
	C	63,943±0,005	≤5	5...55
SDL145 («Сильвания», Бельгия,	ПАЛ	63,943±0,005	≤5	10...60
DL610 («Филипс», Голландия)	ПАЛ	63,943±0,005	≤5	10...60
DL711 («Филипс», Голландия)	СЕКАМ/ПАЛ	63,943±0,005	≤5	10...60
PDL641 («Шова-электрик», Япония)	СЕКАМ/ПАЛ	63,943±0,005	≤5	50

Продолжение прил. 12

Тип	Номинальная частота, МГц	Затухание на основной частоте, дБ	Подавление отражений, дБ		Полоса пропускания по уровню –3 дБ, МГц
			3τ	Не кратные	
УЛЗ 64-4	4,433619	9 ± 3	≥ 26	≥ 27	3,3...5,3
УЛЗ 64-5	4,433619	9 ± 3	≥ 26	≥ 35	3,3...5,2
УЛЗ 64-8	4,433619	9 ± 3	≥ 33	≥ 30*	3,3...5,3
CV20 (Германия)	4,433619	9 ± 3	≥ 26	≥ 35	3,3...5,3
SDL145 («Сильвания», Бельгия)	4,433619	9 ± 3	≥ 22	> 35	3,43...5,2
DL610 («Филипс», Голландия)	4,433619	9 ± 3	≥ 30*	≥ 30	3,43...5,23
DL711 («Филипс», Голландия)	4,433619	9 ± 2	≥ 33	≥ 30	3,43...5,23
PDL641 («Шова-электрик», Япония)	4,433619	9 ± 3	≥ 26**	≥ 34	3,3...5,6

Окончание прил.12

Тип	Согласующие элементы				Максимальное напряжение, В	Габаритные размеры
	Вход		Выход			
	Ом	мкГн	Ом	мкГн		
УЛЗ 64-4	43	2	240	1,8	12	47x40x8
УЛЗ 64-5	390	4,3	390	8,3	10	45x35x8
УЛЗ 64-8	390	8,2	390	8,2	12	37x28,5x7,5
CV20 (Германия)	390	4,6	390	8,3	12	45x37x85
SDL145 («Сильвания», Бельгия)	390	10	390	10	10	37,5x29x8,5
DL610 («Филипс», Голландия)	560	10,5	560	9,7	10	37x28,5x7,5
DL711 («Филипс», Голландия)	390	8,6	390	8,1	10	37x28,5x7,5
PDL641 («Шова-электрик», Япония)	390	8	390	8	15	50x45x7

* В диапазоне 3,9....4,7 МГц.

** В диапазоне 3...5,2 МГц.

13. Типовые параметры кварцевых резонаторов ПАЛ для $C_н$=20 пФ

Рабочая частота, $f_н$, МГц	Частота последовательного резонанса f_s, МГц	Допуск на точность $f_н \cdot 10^{-6}$	Допуск на изменение $f_н$ в диапазоне температур −10...+60°C, $\cdot 10^{-6}$	C_0, пФ	$C1$, пФ	$L1$, Гн	R, Ом	$s \cdot 10^{-6}$ пФ
4,433619	4,431881	40	30	5,5	≤ 0,02	0,286	≤ 60	> 15
8,867238	8,863762	40	25	5,5	≤ 0,02	0,143	≤ 60	> 15

14. Параметры линий задержки для канала яркости

Тип	Номинальная задержка, нс	Затухание, нс	Время нарастания фронта, нс	Выбросы, % верхний	Волновое сопротивление, кОм	Полоса пропускания по уровню −3 дБ, МГц	Неравномерность АЧХ в полосе, дБ	Максимальное напряжение, В	Габаритные размеры, мм
ЛЗЦТ-0,7/1500	700 ± 50	≤ 3	≤ 120	≤ 5	1,5 ± 10%	≥ 5,5	≤ ± 1	25	f = 17; L = 125
ЛЗЯ-0,33/1000	330± 50	≤ 2	≤ 120	≤ 5	1,0 ± 15%	≥ 6	≤ ± 1	100	f = 8; L = 130
ЛЗЯС-0,33/1000	330± 50	≤ 2	≤ 120	≤ 5	1,0 ± 10%	≥ 6	≤ ± 1	100	∅ = 10; L = 135
ЛЗЯМ-0,27/900**	270± 27	≤ 2	≤ 120	≤ 5	0,9 ± 10%	≥ 6	≤ ± 1	50	30x19x14
ЛЗЯМ-0,47/1150**	470± 47	≤ 2	≤ 160	≤ 5	1,15 ± 10%	≥ 6	≤ ± 2	50	30x19x14
DL102 (Германия)	470± 50	≤ 2	≤ 110	≤ 5	1,2 ± 1,0%	≥ 5	≤ ± 1		∅ = 11; L = 90
L91D (Франция)	350	≤ 1	≤ 100	≤ 10	1,1	≥ 8	≤ ±0,7		∅ = 8; L = 115
391D (Франция)*	380	≤ 1	≤ 140	≤ 6	1,2	≥ 3,3	≤ ± 1		20x15x6
DL330 («Филипс», Голландия)**	330± 30	≤ 2	≤ 120	≤ 5	1,0 ± 10%	≥ 5	≤ ± 1	50	30x19x14

* С внутренним режектором цветовой поднесущей.

** На двух каркасах, расположенных параллельно.

15. Параметры цветных кинескопов

Тип	Фирма (страна)	Основные особенности	Угол отклонения, град	Яркость, кд/м²	Шаг маски, мм	Коэффициент пропускания стекла, %	ТУ	Диаметр горловины, мм	Разрешающая способность, твл
25ЛК2Ц-1	Россия	Планарный, выпускается с ОС и устройством сведения (УС)	90	220	0,56		АШПК.433.110.008 ТУ	20,5	220
32ЛК1Ц	— " —	То же	90		0,6		ОДО.335.169 ТУ	29	300
32ЛК2Ц	— " —	— " —	90	280	0,6		ОДО.335.420 ТУ	29	300
32ЛК2ЦУ	— " —	— " —	90	275	0,6	64	— " —	29	300
32ЛК3Ц-С	— " —	— " —	90	310	0,6		АШПК.433.110.006 ТУ	29	300
32ЛК3Ц-У	— " —	— " —	90	275	0,6	64	— " —	29	
37ЛК1Ц-С	— " —	— " —	90	350			ССЗ.350.113 ТУ	29	
42ЛК2Ц-1-С	— " —	— " —	90	320		69	ОДО.335.705 ТУ	29	
42ЛК2Ц-У	— " —	— " —	90	275		65		29	
51ЛК2Ц	— " —	— " —	90	275		72	ОДО.335.422 ТУ	29	450
51ЛК2Ц-У	— " —	— " —	90	240		65		29	450
54ЛК1Ц-С	— " —	— " —	90	210			АШПК.433.110.014 ТУ	29	
61ЛК5Ц-1	— " —	Планарный, выпускается без ОС и УС	90	160	0,72	78	ОДО.335.728 ТУ	29	
61ЛК5Ц-У	— " —	— " —	90	240		65		29	
61ЛК4Ц*	— " —	Дельта, выпускается без ОС и УС	90	160			ОДО.335 461 ТУ	38	600
63ЛК1ЦС	— " —	Планарный, выпускается без ОС и УС	110	150			АШПК.433.110.010 ТУ	29	500
A34EDU13X**	«Videocolor» (Франция)	Планарный, выпускается с ОС и УС	90		0,68	54	—	29	

Окончание прил. 15

Тип	Фирма (страна)	Основные особенности	Угол отклонения, град	Яркость, кд/м^2	Шаг маски, мм	Коэффициент пропускания стекла, %	ТУ	Диаметр горловины, мм	Разрешающая способность, твл
A51-457X	«Videocolor» (Франция)	Планарный, выпускается с ОС и УС	90		0,82	52	—	29	
A59EAK71X	«Филипс» (Голландия)	— " —	90		0,72	55	—	29	
A66EAS13X	«Videocolor»	— " —	90		0,82	54	—	29	
A79ECU93X	— " —	— " —	110		0,85	50	—	32,8	
W86EDL093X	— " —	Планарный, формат 16:9, выпускается с ОС и УС	106		0,74	47	—	32,8	

* Снимается с производства.

** Расшифровка обозначений импортных кинескопов: формат кинескопа A — 4:3, W — 16:9.
Например для кинескопа A34EDU13X:
34 — диагональ рабочей части экрана, см;
X — тип люминофоров;
13 — обозначение технологии;
EDU — код завода

16. Основные параметры телевизионных стандартов

Стандарт	Число строк	Диапазон	Ширина канала, МГц	Полоса видеосигнала, МГц	Разнос несущих видео/звук, МГц	Полярность модуляции	Тип модуляции несущей звука	Частота строк, Гц	Частота полей, Гц	Длительность импульсов гашения строк, мкс	Длительность импульсов гашения полей, мкс
B	625	М	7	5	5,5	–	ЧМ	15625	50	12	25
G	625	ДМ	8	5	5,5	–	ЧМ	15625	50	12	25
D	625	М	8	6	6,5	–	ЧМ	15625	50	12	25
K	625	ДМ	8	6	6,5	–	ЧМ	15625	50	12	25
H	625	ДМ	8	5	5,5	–	ЧМ	15625	50	12	25
I	625	М/ДМ	8	5,5	6	–	ЧМ	15625	50	12	25
KI	625	М/ДМ	8	6	6,5	–	ЧМ	15625	50	12	25
L	625	М/ДМ	8	6	6,5	+	АМ	15625	50	12	25
M	625	М/ДМ	6	4,2	4,5	–	ЧМ	15750	60	10,8	19
N	625	М/ДМ	6	4,2	4,5	–	ЧМ	15625	50	10,9	19

17. Телевизионные стандарты и системы ЦТ некоторых стран мира

Страна	Стандарты ТВ		Электрическая сеть	
	МВ	ДМВ	$U_{фаз}/U_{лин}$, В	Гц
Система СЕКАМ				
Болгария	D	K	220/380	50
Венгрия	D	K1	220/380	50
Габон	K1		220/380	50
Гвиана	K1		220/380	50
Греция	B	G	220/380	50
Джибути	K1		220/380	50
Египет	B	G	220/380	50
Заир	K1	K1	220/380	50
Ирак	B	G	220/380	50
Иран	B	G	220/380	50
Кипр	B	G	240/415	50
Конго	K1	K1	220/380	50
Ливан	B	G	110/190	50
Ливия	B	G	127/220	50
Люксембург[1]	B	L/G	120/208	50
Маврикий	B		230/400	50
Мадагаскар	K1	K1	127/220	50
Марокко	B	G	127/220	50
Мартиника	K1		220	50
Монако	L	G	127/220	50
Монголия	D	K	220/380	50
Нигер	K1	K1	220/380	50
Новая Каледония	K1		220/380	50
Польша	D	K	220/380	50
Реюньон	K1		220/380	50
Россия	D	K	220/380	50
Румыния	D	K	220/380	50
Саудовская Аравия	B	G	127/220	60
Сенегал	K1	K1	127/220	50
Сирия	B	G	220/380	50
Того	K1	K1	127/220	50
Тунис	B	G	127/220	50
Франция	L	L	115/200	50
Чехословакия	D	K	220/380	50

Страна	Стандарты ТВ		Электрическая сеть	
	МВ	ДМВ	$U_{фаз}/U_{лин}$, В	Гц
Система ПАЛ				
Австралия	B	G	240/415	50
Австрия	B	G	220/380	50
Алжир	B	G	127/220	50
Аргентина	N		220/380	50
Бангладеш	B		230/380	50
Бахрейн	B	G	230/400	50/60
Бельгия	B	H	127/220	50
Ботсвана	I	I	220/380	50

Страна	Стандарты ТВ		Электрическая сеть	
	МВ	ДМВ	$U_{фаз}/U_{лин}$, В	Гц
Бразилия	M	M	127/220	60
Великобритания		I	240/415	50
Гана	B	G	230/400	50
Германия	B	G	220/380	50
Гонконг		I	200/346	50
Голландия	B	G	220/380	50
Зимбабве	B	G	230/400	50
Дания	B	G	220/380	50
Йеменская арабская республика	B		220/380	50
Индия	B		230/400	50
Индонезия	B		127/220	50
Ирландия	I	I	220/380	50
Исландия	B	G	220/380	50
Италия	B	G	127/220	50
Иордания	B	G	220/380	50
Испания	B	G	127/220	50
Кения	B	G	240/415	50
Корейская Народно-демократическая республика	D	K	220/380	60
Китай	D	D	220/380	50
Кувейт	B	G	240/415	50
Либерия	B		120/208	60
Малайзия	B	G	230/400	50
Мальдивы	B		230/400	50
Мальта	B		240/415	50
Нигерия	B		230/400	50
Новая Зеландия	B	G	230/400	50
Норвегия	B	G	230/400	50
Оман	B	G	220/380	50
Пакистан	B	G	230/400	50
Парагвай	N		220/380	50
Португалия	B	G	220/380	50
Сирия	B	G	220/380	50
Сьерра-Леоне	B	G	230/400	50
Судан	B		240/415	50
Танзания	B		230/400	50
Тайланд	B	G	220/380	50
Турция	B	G	220/380	50
Уганда	B		240/415	50
Уругвай[2]	N		(127)/220	50

Продолжение прил. 17

Страна	Стандарты ТВ		Электрическая сеть	
	МВ	ДМВ	$U_{фаз}/U_{лин}$, В	Гц
Система ПАЛ				
Финляндия	B	G	220/380	50
Швейцария	B	G	220/380	50
Швеция	B	G	220/380	50
Шри-Ланка	B		230/400	50
ЮАР	I	I	220/380	50
Югославия	B	G	220/380	50
Система НТСЦ				
Антильские острова	M		115/200	50/60
Багамские острова	M		120/208	60
Барбадос	N		115/200	50
Бермудские острова	M		120/208	60
Бирма	M		230/400	50
Боливия	M	M	220/380	50
Венесуэла	M	M	240/415	60
Гаити	M		120/208	50/60
Гватемала	M		240/415	60
Гондурас[2]	M		(127)/220	60
Гуам	M		127/220	60
Диего Гарсиа	M		115/200	50/60
Доминиканская республика[2]	M		(127)/220	60
Канада	M	M	120/208	60
Колумбия	M		115/200	60
Коста-Рика	M		120/208	60
Куба	M	M	115/200	60
Мексика	M	M	127/220	60
Никарагуа	M		240/415	60
Панама[2]	M	M	(127)/220	60
Перу	M	M	127/220	60
Пуэрто-Рико	M	M	120/208	60
Сальвадор	M	M	115/200	60
США	M	M	117/200	60
Суринам	M		127/220	60
Тайвань	M		115/200	60
Тринидад и Тобаго	M		115/200	60
Филиппины[2]	M		(127)/220	60
Чили	M	M	220/380	50
Южная Корея	M	M	200/346	60
Ямайка	M		115/200	60
Япония[2]	M	M	(115)/200	50/60

[1] СЕКАМ/ПАЛ.
[2] Трехфазная сеть без нейтрали.

18. Программа для расчета частотных характеристик цифрового КВП

```
1 DIM F(100)
5 DIM K(100)
10 DIM W(100)
15 DIM T(100)
20 DIM Z1(100)
25 DIM Z2(100)
30 DIM Z3(100)
35 PRINT "INPUT F1,A,B,C,D"
40 INPUT F1,A,B,C,D
45 U=1/F1
50 F0=4.286
55 PRINT "U="U
60 PRINT "A="A,"B="B,"C="C,"D="D,"F1="F1
65 PRINT "  "
70 C1=14.74
75 C2=20.16
80 C3=217 2676
85 C4=1.5876
90 C5=256
95 P1=B*(1-C)-A*(1-D)
100 P2=2*(D-C)
105 P3=(1-C)*(1-D)+A*B
110 P4=A*(1+D)+B*(1+C)
115 P5=2*(C+D)
120 F(I)=F0
125 GOSUB 270
130 K0=K2
135 W0=W(I)
140 T0=T(I)-T1
145 PRINT "K0="K0,"W0="W0,"T0="T0
150 PRINT "  "
155 FOR I=0 TO 40
160 GOSUB 265
165 K(I)=(20*LOG(K2/K0))/LOG(10)
170 Z1(I)=K(I)-(20*LOG(K1))/LOG(10)
175 Z2(I)=W(I)-W1
180 Z3(I)=T(I)-T1-T0
185 NEXT I
190 PRINT "DIGITAL CEKAM KLOSH FILTER"
195 PRINT "*****************************************************
200 PRINT "F(MHZ)","K(DB)","W(GRAD)","T(MKS)"
205 PRINT "*****************************************************
210 FOR I=0 TO 40
215 PRINT F(I),K(I),W(I),T(I)
220 NEXT I
225 PRINT "  "
230 PRINT "*****************************************************
235 PRINT "F(MHZ)","DK(DB)","DW(GRAD)","DT(MKS)"
240 PRINT "*****************************************************
245 FOR I=0 TO 40
250 PRINT F(I),Z1(I),Z2(I),Z3(I)
255 NEXT I
260 STOP
265 F(I)=3.3+.05*I
270 V=(F(I)*2*PI*U)
275 C6=((F0/F(I))-(F(I)/F0))
280 V1=((F0/(F(I))^2)+(1/F0))*(1/(2*PI))
285 K1=SQR((1+C4*((C6)^2))/(1+C5*((C6)^2)))
290 W1=(ATN(C1*C6/(1+C2*((C6)^2))))*(180/PI)
295 X=(C1*(1-C2*(C6)^2))
300 Y=(C3*(C6)^2+(1+C2*(C6)^2)^2)
305 T1=(V1*X/Y)
310 N1=(1-C+(A+2*C*COS(V))*COS(V))^2+((A+2*C*COS(V))*SIN(V))^2
```

```
315 N2=(1-D+(B+2*D*COS(V))*COS(V))^2+((B+2*D*COS(V))*SIN(V))^2
320 K2=SQR(N1/N2)
325 Q1=(P1+P2*COS(V))*SIN(V)
330 Q2=(P3+P4*COS(V)+P5*(COS(V))^2)
335 W(I)=(ATN(Q1/Q2))*(180/PI)
340 L=((P1*COS(V)+P2*COS(2*V))*Q2+(P4*SIN(V)+P5*SIN(2*V))*Q1)
345 M=(Q1)^2+(Q2)^2
350 T(I)=-U*(L/M)
355 RETURN
360 END
1 DIM F(50)
5 INPUT F1,C
10 INPUT B2,B3,S1
15 INPUT A2,A3,S2
20 INPUT D2,D3,S3
25 Q=1
30 U=1/F1
35 F0=4.286
40 PRINT "F1="F1,"C="C
45 PRINT "B2="B2,"B3="B3,"S1="S1
50 PRINT "A2="A2,"A3="A3,"S2="S2
55 PRINT "D2="D2,"D3="D3,"S3="S3
60 K1=14.74
65 K2=20.16
70 K3=217.267
75 PRINT "*****************************************************
80 FOR B=B2 TO B3 STEP S1
85 FOR A=A2 TO A3 STEP S2
90 FOR D=D2 TO D3 STEP S3
95 P1=B*(1-C)-A*(1-D)
100 P2=2*(D-C)
105 P3=(1-C)*(1-D)+A*B
110 P4=A*(1+D)+B*(1+C)
115 P5=2*(D+C)
120 F(I)=F0
125 GOSUB 225
130 T0=T2-T1
135 Z1=0
140 FOR I=0 TO 8
145 GOSUB 220
150 T=ABS(T2-T1-T0)
155 Z1=Z1+T
160 NEXT I
165 Z=Z1/9
170 IF Z>Q THEN  GO TO 195
175 Q=Z
180 D1=D
185 A1=A
190 B1=B
195 NEXT D
200 NEXT A
205 NEXT B
210 PRINT "A1="A1,"B1="B1,"C="C,"D1="D1,"Z="Z
215 STOP
220 F(I)=3.9+ 1*I
225 K4=((F0/F(I))-(F(I)/F0))
230 V1=((F0/(F(I))^2)+(1/F0))*(1/(2*PI))
235 X=(K1*(1-K2*(K4)^2))
240 Y=(K3*(K4)^2+(1+K2*(K4)^2)^2)
245 T1=(V1*X/Y)
250 V=(F(I)*2*PI*U)
255 W1=(P1+P2*COS(V))*SIN(V)
260 W2=(P3+P4*COS(V)+P5*(COS(V))^2)
265 K5=((P1*COS(V)+P2*COS(2*V))*W2+(P4*SIN(V)+P5*SIN(2*V))*W1)
270 K6=(W1)^2+(W2)^2
275 T2=-U*(K5/K6)
280 RETURN
```

Командой 40 задают тактовую частоту *F1* и значения коэффициентов фильтра *A*, *B*, *C*, *D*. В результате вычислений распечатываются две группы графиков. Первая из них — это зависимости от частоты передаточного коэффициента *K*, фазового сдвига *W* и групповой задержки *T*. Вторая группа графиков — это частотные зависимости отклонений этих величин от соответствующих параметров аналогового КВП (*DK*, *DW*, *DT*).

19. Программа для расчета частотных характеристик цифрового КНП

```
1 DIM F(61)
5 DIM A1(61)
10 DIM A2(61)
15 DIM R1(61)
20 DIM F1(61)
25 DIM F2(61)
30 DIM R2(61)
35 DIM G1(61)
40 DIM G2(61)
45 DIM R3(61)
50 INPUT F5,C,D
55 A0=(1-D)/(1-C)
60 F0=.085
65 T=1/F5
70 PRINT "KORREKTOR LOW FREQ. DEEMPHASIS"
75 PRINT "A0="A0,"C="C,"D="D,"F5="F5
80 PRINT "********************************************************"
85 FOR I=0 TO 60
90 F(I)= 025*I
95 V=(F(I))/F0
100 W=2*PI*T*F(I)
105 A1=SQR((1+((F(I))/(3*F0))^2)/(1+((F(I))/F0)^2))
110 A1(I)=(20*LOG(A1))/LOG(10)
115 A2=A0*SQR((1+C^2-2*C*COS(W))/(1+D^2-2*D*COS(W)))
120 A2(I)=(20*LOG(A2))/LOG(10)
125 R1(I)=(A1(I)-A2(I))
130 F1(I)=-(180/PI)*(ATN((2*V)/(3+V^2)))
135 F2(I)=(-ATN(((D-C)*SIN(W))/(1-(D+C)*COS(W)+D*C)))*(180/PI)
140 R2(I)=F1(I)-F2(I)
145 G1(I)=-(1/(PI*F0))*((3-V^2)/(V^4+10*V^2+9))
150 M=T*(C-D)*((1+C*D)*COS(W)-C-D)
155 N=((1-(C+D)*COS(W)+D*C)^2+((C-D)^2)*(SIN(W))^2)
160 G2(I)=M/N
165 R3(I)=G1(I)-G2(I)
170 NEXT I
175 PRINT "   "
180 PRINT "F(MHZ)","A1(DB)","A2(DB)","R1(DB)"
185 PRINT "*****************************************************"
195 FOR I=0 TO 60
200 PRINT F(I),A1(I),A2(I),R1(I)
205 NEXT I
210 PRINT "   "
215 PRINT "F(MHZ)","F1(GRAD)","F2(GRAD)","R2(GRAD)"
220 PRINT "*****************************************************"
225 FOR I=0 TO 60
230 PRINT F(I),F1(I),F2(I),R2(I)
235 NEXT I
240 PRINT "   "
245 PRINT "F(MHZ)","G1(MKS)","G2(MKS)","R3(MKS)"
250 PRINT "*****************************************************"
255 FOR I=0 TO 60
260 PRINT F(I),G1(I),G2(I),R3(I)
265 NEXT I
270 END
```

Командой 50 вводят значения тактовой частоты *F5* и коэффициентов *C*, *D*.

Распечатывают три группы графиков — для АЧХ (*A*), ФЧХ (*F*) и ГВЗ (*G*). В каждой группе даются значения параметров для аналогового фильтра (*1*), цифрового (*2*) и их разности (*3*).

20. Математическая модель цифрового частотного детектора

Модель относится к частотному детектору [2.44], содержащему фильтр Гильберта и итерационный вычислитель функции.

Командами 85 и 90 вводятся значения тактовой частоты *FO*, числа разрядов *M1* входного сигнала, числа итераций *M2* вычислителя Волдера и коэффициентов *C1–C4* фильтра Гильберта. Командами 135–295 формируется цветоразностный сигнал, подаваемый на частотный модулятор. По форме контрольный сигнал примерно соответствует сигналу E'_{G-Y}. Он имеет положительную и отрицательную полуволны, каждая из которых содержит плоские участки (+0,15; +0,3; −0,3; −0,15) и переходы с наклоном 0,05/такт.

Команды 300–330 обеспечивают формирование ЧМ сигнала. В качестве аргумента используется фаза, приращение которой за такт определяется путем графического интегрирования:

$$\Delta\varphi = 2\pi T\left[f_{cp} + \frac{f(I) + f(I-1)}{2}\right].$$

Затем командами 335–345 производится округление отсчетов ЧМ сигнала в соответствии с заданной разрядностью *M1* по следующему алгоритму:

$$U_{вых}(I) = \left(INT\left(2^{M1}U_{вх}(I) + 0{,}5\right)\right)/2^{M1}.$$

Формирование квадратурной составляющей $Y(W(I))$ ЧМ сигнала выполняется с помощью фильтра Гильберта по командам 350–375.

В модели заложен фильтр Гильберта 14-го порядка. Если достаточен меньший порядок, то значения избыточных младших коэффициентов принимаются равными нулю. Неортогональная составляющая сигнала $X(R(I))$ снимается после седьмого звена задержки.

Мгновенное значение фазы сигнала $(\mathrm{arctg}\frac{Y}{X})$ вычисляется с помощью итерационного алгоритма Волдера по командам 380–435. Вычисление производится до заданного числа итераций *M2*.

```
1 DIM F(150)
5 DIM F1(150)
10 DIM F2(150)
15 DIM O(150)
20 DIM U(150)
30 DIM R(150)
35 DIM W(150)
40 DIM S(150)
45 DIM Q(150)
50 DIM P1(50)
55 DIM P4(150)
60 DIM X(50)
70 DIM Y(50)
75 DIM Z(150)
80 PRINT "INPUT FO,M1,M2,C1,C2,C3,C4"
85 INPUT FO,M1,M2
90 INPUT C1,C2,C3,C4
95 T=1/FO
100 A=4.286
105 D=2^M1
110 PRINT "DEMODULATOR GILBERT-1"
115 PRINT "**************************"
120 PRINT "FO="FO,"M1="M1,"M2="M2
125 PRINT "C1="C1,"C2="C2,"C3="C3,"C4="C4
130 PRINT "******************************************************
135 FOR I=0 TO 24
140 F(I)=A
145 NEXT I
150 FOR I=25 TO 27
155 F(I)=A+.05*(I-24)
160 NEXT I
165 FOR I=28 TO 46
170 F(I)=A+.15
175 NEXT I
180 FOR I=47 TO 49
185 F(I)=A+.15+.05*(I-46)
190 NEXT I
195 FOR I=50 TO 70
200 F(I)=A+ 3
205 NEXT I
210 FOR I=71 TO 76
215 F(I)=A+.3-.1*(I-70)
220 NEXT I
225 FOR I=77 TO 97
230 F(I)=A-.3
235 NEXT I
240 FOR I=98 TO 100
245 F(I)=A-.3+.05*(I-97)
250 NEXT I
255 FOR I=101 TO 121
260 F(I)=A-.15
265 NEXT I
270 FOR I=122 TO 124
275 F(I)=A-.15+ 05*(I-121)
280 NEXT I
285 FOR I=125 TO 140
290 F(I)=A
295 NEXT I
300 FOR I=0 TO 2
305 F1(I)=0
310 NEXT I
315 FOR I=3 TO 140
320 O(I)=2*PI*T*((F(I)+F(I-1))/2)
325 F1(I)=F1(I-1)+O(I)
330 NEXT I
```

```
335 FOR I=3 TO 140
340 U(I)=(INT(D*SIN(F1(I))+ 5))/D
345 NEXT I
350 FOR I=15 TO 140
355 F2(I)=F(I)-A
360 R(I)=U(I-7)
365 W1=C4*U(I)+C3*U(I-2)+C2*U(I-4)+C1*U(I-6)
370 W2=C1*U(I-8)+C2*U(I-10)+C3*U(I-12)+C4*U(I-14)
375 W(I)=W1-W2
380 Y(0)=ABS(R(I))
385 X(0)=ABS(W(I))
390 P1(0)=0
395 FOR J=1 TO M2
400 IF Y(J-1)>=0 THEN K=1
405 IF Y(J-1)<0 THEN K=-1
410 B=1/2^(J-1)
415 Y(J)=Y(J-1)-(X(J-1))*K*B
420 X(J)=X(J-1)+(Y(J-1))*K*B
425 P1(J)=(P1(J-1)+K*ATN(1/2^(J-1)))
430 NEXT J
435 P2=P1(M2)
440 IF R(I)>0 THEN  GO TO 450
445 IF R(I)<0 THEN  GO TO 460
450 IF W(I)>0 THEN  GO TO 470
455 IF W(I)<0 THEN  GO TO 480
460 IF W(I)>0 THEN  GO TO 490
465 IF W(I)<0 THEN  GO TO 500
470 S(I)=P2
475 GO TO 505
480 S(I)=PI-P2
485 GO TO 505
490 S(I)=-P2
495 GO TO 505
500 S(I)=-(PI-P2)
505 NEXT I
510 FOR I=20 TO 140
515 P3=S(I)-S(I-4)
520 IF ABS(P3)<PI THEN  GO TO 530
525 IF ABS(P3)>PI THEN  GO TO 540
530 P4(I)=P3
535 GO TO 545
540 P4(I)=((2*PI)-(ABS(P3)))
545 Z(I)=(F0/(8*PI))*(P4(I)+2*PI*(1-(4*A/F0)))
550 NEXT I
555 PRINT "I","F","S","P4","Z"
560 PRINT "*******************************************************
565 FOR I=21 TO 140
570 PRINT I,F2(I),S(I),P4(I),Z(I)
575 NEXT I
580 END
```

По командам 440–505 производится вычисление квадранта. Команда 515 позволяет определять приращение фазы за период поднесущей. Наконец, работа блока коррекции фазы обеспечивается командами 520–540. На шаге 545 выполняется расчет девиации частоты.

В результате вычислений распечатываются номера отсчетов *I*, значение девиации *F* во входном сигнале, мгновенная фаза *S*, приращение *P4* фазы за период и значение девиации *Z*, найденное в результате демодуляции сигнала.

21. Математическая модель цифрового канала цветности СЕКАМ

Модель [2.50] применялась для исследования переходных процессов в канале цветности и обоснования норм на параметры узлов.

В состав модели входят кодер и канал цветности приемника.

Командами 110–130 вводятся заданные значения исходных параметров — тактовая частота *FO*, число разрядов *M* в сигнале на входе КВП, коэффициенты *C1, D1* НП и КНП коэффициенты *A2, B2, C2, D2* — ВП, *A3, B3, Ч3, D3* — КВП и коэффициенты *K1–K3*, относящиеся к частотному детектору. Значения коэффициентов *C1, D1* должны быть пересчитаны на основную тактовую частоту *FO* (например, 13,5 МГц), а не на *FO*/4, как это делается при практической реализации КНП.

Командами 210–235 формируется контрольный модулирующий сигнал. Он содержит положительную и отрицательную полуволны с амплитудами +1 и –0,5, а также переходы разной длительности. Плоские участки сигнала позволяют определять погрешности демодуляции, а переходы — быстродействие узлов.

Затем командами 345–380 в сигнал вносятся низкочастотные предыскажения. Алгоритм вычислений получается из формулы (2.62) перестановкой местами коэффициентов *c* и *d*. Чтобы погрешность вычислений не превышала 2%, необходимо учитывать не менее 30 предшествующих отсчетов.

По командам 385–430 сигнал ограничивается по заданным уровням *W1* и *W2*. Ограничитель срезает выбросы на переходах.

Получение ЧМ сигнала производится командами 450–490 по такому же алгоритму, как и в программе прилож. 20.

Для удобства в модели формируются как синусная, так и косинусная составляющие ЧМ сигнала, что упрощает нахождение мгновенных амплитуд сигнала цветности (команды 610, 615).

Командами 495–540 в сигнал вносятся высокочастотные предыскажения. Алгоритм их вычислений соответствует формуле (2.20), в которой переставлены местами коэффициенты *a c b* и *c – c d*. Должно учитываться не менее 40 предшествующих отсчетов. Одновременно с внесением высокочастотных предыскажений производится округление сигнала до заданной разрядности *M*.

Последующие звенья модели относятся уже к декодеру. Командами 575–590 корректируются высокочастотные предыскажения по формуле (2.19). Так как *D3* > *C3*, для обеспечения такой же точности вычислений, как и в ВП, необходимо учитывать большее число предшествующих отсчетов (не менее 160).

В модели использован частотный детектор [2.49] с логарифматорами. Девиация вычисляется по командам 630–685. Задаваемые значения коэффициентов *K1–K3* предварительно определяются для заданной тактовой частоты по формулам (2.48), (2.49).

Команды 690–725 обеспечивают коррекцию низкочастотных предыскажений.

```
1 DIM U1(385)
5 DIM U2(385)
10 DIM U3(385)
15 DIM U4(385)
20 DIM U5(385)
25 DIM U6(385)
30 DIM U7(130)
35 DIM U8(130)
40 DIM V4(385)
45 DIM V5(385)
50 DIM V6(385)
55 DIM F1(385)
60 DIM F2(385)
65 DIM H1(130)
70 DIM H2(130)
75 DIM R(130)
80 DIM Z(130)
110 INPUT F0,C1,D1
115 INPUT M
120 INPUT A2,B2,C2,D2
125 INPUT A3,B3,C3,D3
130 INPUT K1,K2,K3
135 PRINT "  "
140 E1=2^M
145 A=4.286
150 A0=(1-C1)/(1-D1)
155 N1=50
160 T=1/F0
165 W1=1.8
170 W2=-1 25
175 PRINT "DIGITAL MODEL CEKAM"
180 PRINT "F0="F0,"M="M
185 PRINT "C1="C1,"D1="D1,"A0="A0
190 PRINT "A2="A2,"B2="B2,"C2="C2,"D2="D2
195 PRINT "A3="A3,"B3="B3,"C3="C3,"D3="D3
200 PRINT "K1="K1,"K2="K2,"K3="K3
205 PRINT "****************************************************
210 FOR I=0 TO 330
225 U1(I)=0
230 NEXT I
235 FOR I=331 TO 334
240 U1(I)=(.25*(I-330))
245 NEXT I
250 FOR I=335 TO 350
255 U1(I)=1
260 NEXT I
265 FOR I=351 TO 353
270 U1(I)=(1- 5*(I-350))
275 NEXT I
280 FOR I=354 TO 370
285 U1(I)=(- 5)
290 NEXT I
300 FOR I=371 TO 374
305 U1(I)=(-.5+ 125*(I-370))
310 NEXT I
315 FOR I=375 TO 384
320 U1(I)=0
325 NEXT I
345 FOR I=51 TO 384
350 S1=U1(I)
355 FOR K=1 TO N1
360 L1=(C1^(K-1))*(D1-C1)*U1(I-K)
365 S1=S1-L1
370 NEXT K
375 U2(I)=A0*S1
380 NEXT I
```

```
385 FOR I=51 TO 384
390 IF U2(I)>W1 THEN  GO TO 415
395 IF U2(I)<W2 THEN  GO TO 425
400 U3(I)=U2(I)
410 GO TO 430
415 U3(I)=W1
420 GO TO 430
425 U3(I)=W2
430 NEXT I
435 FOR I=51 TO 53
440 F1(I)=0
445 NEXT I
450 FOR I=54 TO 384
455 F2(I)=(A+ 28*(U3(I)+U3(I-1))/2)
460 Q=2*PI*T*F2(I)
465 F1(I)=F1(I-1)+Q
470 NEXT I
475 FOR I=54 TO 384
480 U4(I)=SIN(F1(I))
485 V4(I)=COS(F1(I))
490 NEXT I
495 FOR I=54 TO 60
500 U4(I)=0
505 V4(I)=0
510 U5(I)=0
515 V5(I)=0
520 NEXT I
525 FOR I=61 TO 384
530 U5(I)=(INT(((U4(I)+B2*U4(I-1)+D2*U4(I-2)-A2*U5(I-1)-
535 V5(I)=(INT(((V4(I)+B2*V4(I-1)+D2*V4(I-2)-A2*V5(I-1)-
    C2*U5(I-2))*E1)+.5))/E1
    C2*V5(I-2))*E1)+.5))/E1
540 NEXT I
545 FOR I=120 TO 125
550 U5(I)=0
555 V5(I)=0
560 U6(I)=0
565 V6(I)=0
570 NEXT I
575 FOR I=126 TO 384
580 U6(I)=(U5(I)+A3*U5(I-1)+C3*U5(I-2)-B3*U6(I-1)-D3*U6(I-2))
585 V6(I)=(V5(I)+A3*V5(I-1)+C3*V5(I-2)-B3*V6(I-1)-D3*V6(I-2))
590 NEXT I
595 FOR I1=1 TO 129
596 U1(I1)=U1(I1+255)
600 U6(I1)=U6(I1+255)
605 V6(I1)=V6(I1+255)
610 H1(I1)=SQR(((U5(I1+255))^2)+((V5(I1+255))^2))
615 H2(I1)=SQR(((U6(I1))^2)+((V6(I1))^2))
620 F2(I1)=(F2(I1+255))-A
625 NEXT I1
630 FOR I1=9 TO 129
635 Y1=K1*U6(I1-1)
640 Y2=K2*U6(I1-1)
645 X=U6(I1)+U6(I1-2)
650 R(I1)=ABS(Y1-K3*X)
655 Z(I1)=ABS(Y2+X)
660 NEXT I1
665 FOR I1=20 TO 129
670 R1=LOG(R(I1)+R(I1-1)+R(I1-2))
675 Z1=LOG(Z(I1)+Z(I1-1)+Z(I1-2))
680 U7(I1)=1.306*(R1-Z1)
685 NEXT I1
690 FOR I1=58 TO 129
695 S6=U7(I1)
700 FOR K=1 TO N1
705 L2=(D1^(K-1))*(C1-D1)*U7(I1-K)
```

```
710 S6=S6-L2
715 NEXT K
720 U8(I1)=S6/A0
725 NEXT I1
730 PRINT "U0","F","H1","H2","U8"
735 PRINT "******************************************************
740 FOR I1=64 TO 129
745 PRINT U1(I1),F2(I1),H1(I1),H2(I1),U8(I1)
750 NEXT I1
755 END
```

Распечатываются отсчеты входного сигнала U_0, мгновенной частоты F на выходе модулятора, размахов сигналов на выходах ВП ($H1$), КВП ($H2$) и сигнала на выходе КНП (U_8).

22. Программа для расчета частотных характеристик двухконтурного режекторного фильтра

```
1 DIM K(150)
5 DIM F(150)
10 DIM Z(150)
15 DIM T(150)
20 INPUT S1
25 INPUT R3
30 LET S2=S1*1.1715
35 LET F1=4.686
40 LET F2=4.02
45 LET C=1.00000E+06/(2*PI*F1*S1)
50 LET L1=S1/(2*PI*F1)
55 LET L2=S2/(2*PI*F2)
60 PRINT "S1="S1,"S2="S2,"R3="R3,"F1="F1,"F2="F2
70 PRINT "C="C,"L1="L1,"L2="L2
80 PRINT "  "
90 FOR Q=10 TO 18 STEP 2
95 PRINT "Q="Q
100 LET R1=50
105 LET I=20.1
110 GOSUB 205
115 LET H=ABS(K(I))
120 IF H>15 THEN  GO TO 140
125 LET R1=R1+10
130 LET R2=(((R1*R3)*(S2-S1))/(S1*R3-S2*R1))
135 GO TO 105
140 LET I=23.43
145 GOSUB 205
150 PRINT "R1="R1,"K(20)="K(20),"R2="R2,"K(23 43)="K(23.43)
151 LET I=21.715
152 GOSUB 205
153 PRINT "K(21.715)="K(21 715)
155 PRINT "  "
160 PRINT "F","K","Z","T"
165 FOR I=5 TO 27
170 GOSUB 205
175 NEXT I
180 FOR I=5 TO 27
185 PRINT F(I),K(I),Z(I),T(I)
190 NEXT I
195 NEXT Q
200 STOP
205 LET F(I)=.2*I
210 LET V1=F(I)/F1-F1/F(I)
215 LET V2=F(I)/F2-F2/F(I)
```

```
220 LET C1=S1*S2*(R1+R2+R3)
225 LET C2=(R1*R2*R3*(Q^2))/C1
230 LET C3=(S1*R3*Q*(R1+R2))/C1
235 LET C4=(S2*R1*Q*(R2+R3))/C1
240 LET B1=C2+C3+C4+1
245 LET B2=1+C3
250 LET B3=1+C4
255 LET B4=((1-V1*V2*(Q^2))^2+(Q^2)*(V1+V2)^2)
260 LET B5=((B1-V1*V2*(Q^2))^2+(Q^2)*(V1*B2+V2*B3)^2)
265 LET B6=Q*(V1+V2)*(B1-V1*V2*(Q^2))
270 LET B7=Q*(1-V1*V2*(Q^2))*(B2*V1+B3*V2)
275 LÊT B8=(1-V1*V2*(Q^2))*(B1-V1*V2*(Q^2))
280 LET B9=(Q^2)*(V1+V2)*(B2*V1+B3*V2)
285 LET W1=((1/F1)+(F1/((F(I))^2)))/(2*PI)
290 LET W2=((1/F2)+(F2/((F(I))^2)))/(2*PI)
295 LET D1=((B1-B2)+2*(Q^2)*V1*V2*(B2-1)+(Q^2)*(V2^2)*(B3-1))
300 LET D2*((B1-B3)+(Q^2)*(V1^2)*(B2-1)+2*(Q^2)*V1*V2*(B3-1))
305 LET D3=(2*B2*V1+V2*(B3+B2-B1-1)+2*(Q^2)*V1*(V2^2))
310 LET D4=(2*B3*V2+V1*(B3+B2-B1-1)+2*(Q^2)*(V1^2)*V2)
315 LET K(I)=(20*LOQ(SQR(B4/B5)))/LOG(10)
320 LET Z(I)=(ATN((B6-B7)/(B8+B9)))*(180/PI)
325 LET X=(W1*D1+W2*D2)*(B8+B9)*Q-(W1*D3+W2*D4)*(B6-B7)*(Q^2)
330 LET Y=((B6-B7)^2)+((B8+B9)^2)
335 LET T(I)=-X/Y
340 RETURN
345 END
```

Задают характеристическое сопротивление *S1* первого контура и сопротивление *R3* резистора на выходе фильтра (команды *20*, *25*).

В результате вычислений определяют характеристическое сопротивление *S2* второго контура и сопротивления резисторов *R1* и *R2*, обеспечивающие заданное ослабление сигнала на частотах режекции, которые распечатываются по команде 150. Затем вычисляются и распечатываются основные параметры фильтра и его характеристики для разных значений добротности контуров (от 20 до 100).

23. Программа для расчета фазового корректора

Командой 15 вводят заданные значения резонансной частоты и характеристического сопротивления контуров. Затем для разных значений коэффициента *M* вычисляют и распечатывают номиналы Т-образного эквивалента и характеристики фильтра — фазовый сдвиг *Z* и групповое время задержки *T* в функции от частоты *F*.

```
1 DIM F(100)
5 DIM Z(100)
10 DIM T(100)
15 INPUT FO,R
20 PRINT "FO="FO
25 PRINT "  "
30 FOR M=.2 TO 1.2 STEP  2
35 LET C1=((1 00000E+06)*M)/(2*PI*FO*R)
40 LET C2=C1/(M^2)
45 LET L1=(1 00000E+06)/(4*(PI^2)*(FO^2)*C1)
50 LET L2=(1 00000E-06)*(R^2)*C1
55 PRINT "  "
60 PRINT "M="M
65 PRINT "R="R,"C1="C1,"C2="C2,"L1="L1,"L2="L2
70 PRINT "  "
75 FOR I=5 TO 22
80 LET F(I)=.2*I
85 LET V=(F(I))/FO
90 LET Z(I)=(2*ATN(V/((1-V^2)*M)))*180/PI
95 LET K=(2*M*(1+(V)^2))
100 LET L=2*PI*FO*((V^2)+(M^2)*(1-(V^2))^2)
105 LET T(I)=K/L
110 NEXT I
115 PRINT "F","Z","T"
120 PRINT "  "
125 FOR I=5 TO.22
130 PRINT F(I),Z(I),T(I)
135 NEXT I
140 NEXT M
145 END
```

Список литературы

К главе 1

1.1. **Кустарев А.К.** Колориметрия цветного телевидения. — М.: Связь, 1967.

1.2. **Новаковский С.В.** Цветное телевидение. — М.: Связь, 1975.

1.3. **Финк Д.Г.** Стандарты цветного телевидения. — М.: Госэнергоиздат, 1960.

1.4. **Bruch W.** Farbfernsehsysteme//Uberblick uber das NTSC, SECAM und PAL System//Telefunken-Zeitung. — 1963. — Bd.36, N 1/2. — S.70—88.

1.5. **Новаковский С.В.** Стандартные системы цветного телевидения. — М.: Связь, 1976.

1.6. **МККР**. Отчет 624-3. Характеристики телевизионных систем. XV пленарная ассамблея МККР, 11-я исследовательская комиссия (телевидение). — Киото, Япония, 1982.

1.7. **Sobotka Z.** Distorsion par Phase Differentiele Dans le Systeme de Television en Couleur SECAM//L'Onde Electrique. — 1967. — Vol. 47, N 486. — P.1116—1123.

1.8. **Specification** du systeme D2-MAC/Paquet//Republique Francaise. — 1985, Sept.

К главе 2

2.1. **Пат.** 1.422.851 Франция, МКИ H04N; Заявл. 7.04.64. — Опубл. 22.11.65.

2.2. **Chauvierre M.** Suppression de la linge a retard dans les recepteurs SECAM//Television. — 1965, Oct. — P.262—264.

2.3. **А.с.** 480198 СССР, МКИ H04N9/50. Блок цветности телевизионного приемника СЕКАМ / Б.Н.Хохлов; Заявл. 15.03.73. — Опубл. 5.08.75, Бюл. № 29.

2.4. **Пат.** 695592 Франции в СССР, МКИ H04N9/50; Заявл. 29.08.75. — Опубл. 30.10.79, Бюл. № 40.

2.5. **А.с.** 307535 СССР, МКИ H04N9/50. Декодирующее устройство/ Б.Н.Хохлов; Заявл. 26.12.69. — Опубл. 21.06.71. Бюл. № 20.

2.6. **Пат.** 155314 ЧССР, МКИ H04N9/50; Заявл. 10.07.70. — Опубл. 15.10.74.

2.7. **Пат.** 3.863.264 США, МКИ H04N9/42; Заявл. 15.05.73. — Опубл. 28.01.75.

2.8. **Пат.** 2.137.594 Франции, МКИ H04N9/00; Заявл. 05.05.72. — Опубл. 29.12.72.

2.9. **Хоувз М., Морган Д.** Приборы с зарядовой связью. — М.: Энергоиздат, 1981.

2.10. **Приборы** с зарядовой связью// Под ред. Д.Ф.Барба. — М.: Мир, 1982.

2.11. **А.с.** 500603 СССР, МКИ H04N9/50. Блок цветности телевизионного приемника СЕКАМ / Б.Н.Хохлов; Заявл. 04.07.74.— Опубл. 25.01.76, Бюл. № 3.

2.12. **Fisher T.** Le téléviseur numérique arrive//Electronique. — 1981. — N 332. — P. 18, 19, 21—26.

2.13. **Philips** Data handbook. Integrated circuits. — IS2. — March 1986. — Bipolar IS for video equipment.

2.14. **Philips.** Semiconductors for television and video sistems. — 1992. — Vol. ICO2B.

2.15. **Певзнер Б.М.** Качество цветных телевизионных изображений. — М.: Радио и связь. —1988. — С. 111.

2.16. **Цифровые** фильтры в электросвязи и радиотехнике / Под ред. Л.М.Гольденберга. — М.: Радио и связь, 1982.

2.17. **Горьев С.А.** Анализ характеристик цифровых цепей предыскажений и коррекции в системе СЕКАМ // Техника средств связи. Сер. «Техника телевидения». — 1987. — Вып. 2. — С. 65—71.

2.18. **Александр А.М.** Алгоритм цифровой обработки сигнала пониженного быстродействия в декодирующем устройстве СЕКАМ // Электросвязь. — 1989. — № 1. — С. 19—22.

2.19. **Елатенцев А.Б., Курганов А.Н., Лубянов С.Н., Хохлов Б.Н.** Корректор высокочастотных предыскажений для цифрового канала цветности СЕКАМ // Техника средств связи. Сер. «Техника телевидения» / ЦООНТИ «ЭКОС». — 1989. — Вып. 5. — С. 19—23.

2.20. **Королев В.И., Кучумов А.И.** Усилители-ограничители. — М.: Энергия, 1976.

2.21. **Meitzler A.A.** Procedure for Determining the Equivalent Circuit Elements Representing Ceramic Transducers, used in delay lines // Proceeding Electronic Component Symp. — 1957, May. — P. 210—219.

2.22. **Хохлов Б.Н.** Согласование ультразвуковой линии задержки// Вопросы радиоэлектроники. Сер. «Техника телевидения». — 1968. — Вып.3. — С. 99—128.

2.23. **Die erforderliche** Echodämpfung in der Verzogerungsleitung beim SECAM-Vehrfahren // Wissenschaftliche Berichte AEG-Telefunken. — 1969. — N 3/4. — S. 210—214.

2.24. **Zoltan H.** Suppression des distorsion dues aux echos parasites se produisant dans la ligne a retard des decodeurs SECAM // Television. — 1971. — N 216. — P. 28—30.

2.25. **Zoltan H.** Vznik Interferencii v Dekodovaci Vedeni// Slaboprudy Obsor. — 1973. — N 1. — S. 19—23.

2.26. **Hoeben H.** Orienting CTV Delay - Line Design to Setmaker Needs// Alta Frequenza. — 1973. — N 8. — P. 388—393.

2.27. **Европейский пат.** 0085788, МКИ H04N9/40; Заявл. 27.12.82. — Опубл. 17.08.83.

2.28. **А.с.** 1653180 СССР, МКИ H04N9/64. Канал сигнала цветности декодера СЕКАМ / Б.Н.Хохлов; Заявл. 12.05.89. — Опубл. 30.05.91. Бюл. N 20.

2.29. **А.с.** 1663782 СССР, МКИ H04N9/64. Канал цветности декодера СЕКАМ / В.Г.Маврицын, Е.З.Сорока; Заявл. 13.06.89. — Опубл. 15.07.91. Бюл. N 26.

2.30. **А.с.** 1706061 СССР, МКИ H04N11/18. Способ коммутации поднесущих частот цветоразностных сигналов / М.А.Гарбуз, А.Н.Морозенко; Заявл. 25.08.86. — Опубл. 15.01.92. Бюл. N 2.

2.31. **Chan Y., Freuch B.** Extremely High Speed CCD Analog Delay Line// Proc. International Conf. of the Applicat. of Charge-coupled devices. — 1975. — P. 389—398.

2.32. **Morandi C., Masetti G.** On and a Half Phase Operation of a CCD Delay Line// Alta Frequenza. — 1979. — N 7. — P. 432—439.

2.33. **Bertsch G., Reiber H.** RAL — Decoder mit MOS — Verzogerungsleitung// Funk-Technik. — 1971. — N 6. — S. 195—198.

2.34. **Хохлов Б.Н.** Анализ перекрестных искажений в декодирующем устройстве приемника СЕКАМ // Вопросы радиоэлектроники. Сер. «Техника телевидения». — 1969. — Вып. 5. — С. 125—138.

2.35. **Марьина Н.И., Чечик А.М.** Влияние характеристик частотного детектора на качество цветного телевизионного изображения // Техника кино и телевидения. — 1971. — С. 64.

2.36. **Zoltan H.** Realisation d'un Discriminateur SECAM a Comptage d'inpulsions// Television. — 1970. — N 204. — P. 149—150.

2.37. **Клэппер Д., Фрэнкл Д.** Системы фазовой и частотной автоподстройки частоты. — М.: Энергия, 1977.

2.38. **Шахгильдян В.В.** Системы ФАПЧ. — М.: Связь, 1976.

2.39. **Пат.** Франции 2.415.911, МКИ H03D3/00; H04N9/50; Заявл. 27.01.78. — Опубл. 24.08.79.

2.40. **Hauβmann W.** Ein digitaler Demodulator fur aquidistant abgetastete FM — Signale// Nachrichten Technische Zeitschrift. — 1983. — Bd. 36, H. 12. — S. 806—808.

2.41. **Herrman O.** Transversalfilter zur Hilbert-Transformation// Archiv Elektrischen Ubertragung. — 1969. — Bd. 23, H. 12. — S. 581—587.

2.42. **Пат.** ГДР 227017, МКИ H03J3/00, H03K9/06; Заявл. 28.03.84. — Опубл. 04.09.85.

2.43. **Пат.** Франции 2.448.755, МКИ H03D3/00, H04N9/50; Заявл. 13.08.80. — Опубл. 19.02.82.

2.44. **А.с.** 1238270, МКИ H04N11/18. Цифровой частотный детектор СЕКАМ/ Б.Н.Хохлов; А.М.Малыкин; Заявл. 01.07.83. — Опубл. 15.06.86, Бюл. N 22.

2.45. **Volder J.E.** The CORDIC Trigonometric Computing Technique // IRE Trans. on Electronic Computers. — 1959. — Vol. EC-8. — N 3. — P. 330—334.

2.46. **А.с.** 1363537, МКИ H04N9/86. Устройство частотной демодуляции сигнала цветности СЕКАМ / А.М.Мовшович; Заявл. 13.08.86. — Опубл. 30.12.87, Бюл. N 48.

2.47. **Le Quéau M.** Métodes numériques de demodulation de fréquence appliqués aux signaux// Acta Electronica. — 1984. — N 3—4. — P. 202—204.

2.48. **Demmer W., Draheim P., Gutsmann R.D.** Digital Signaiverarbeitung von FM-modulierten Signalen// Nachrichtentechnische Zeitschrift. — 1984. — Vol. 37, N 7. — S. 414—419.

2.49. **А.с.** 1261080, МКИ H03D3/00. Устройство для демодуляции ЧМ сигнала / О.М.Артюхов, Л.И.Давыдов, В.А.Хиздер, Л.М.Шашук; Заявл. 12.05.85, Опубл. 30.09.86, Бюл. N 36.

2.50. **Хохлов Б.Н.** Математическая модель цифрового канала цветности СЕКАМ// Техника средств связи. Сер. «Техника телевидения». — 1988. — Вып. 4. — С. 39—52.

2.51. **Европейский пат.** 0059133, МКИ H04N9/40, H03H/04; Заявл. 05.02.82. — Опубл. 01.09.82.

2.52. **А.с.** 436455 СССР, МКИ H04N9/08. Кодирующее устройство системы СЕКАМ / Б.Н.Хохлов, Е.З.Сорока; Заявл. 08.09.72. — Опубл. 15.07.74, Бюл. N 26.

2.53. **Пат.** Франции 2.365.261, МКИ H04N9/40; Заявл. 15.09.76. — Опубл. 14.04.78.

2.54. **А.с.** 437251 СССР. МКИ H04N9/50. Декодирующее устройство приемника СЕКАМ / Б.Н.Хохлов; Заявл. 02.08.72. — Опубл. 25.07.74. Бюл. N 27.

2.55. **Пат.** Франции 2.323.282, МКИ H04N9/55; Заявл. 02.09.75. — Опубл. 01.04.77.

2.56. **Пат.** Франции 2.383.564, МКИ H04N9/40; Заявл. 06.03.78. — Опубл. 06.10.78.

2.57. **Пат.** Франции 2.412.216, МКИ H04N9/40; Заявл. 16.12.77. — Опубл. 13.07.79.

2.58. **Пат.** ФРГ 1.288.120, МКИ H04N; Заявл. 13.05.67. — Опубл. 30.01.69.

2.59. **А.с.** 832778 СССР, МКИ H04N9/535. Канал цветоразностного сигнала цветного телевизионного приемника системы СЕКАМ / Б.Н.Хохлов; Заявл. 24.05.79. — Опубл. 23.05.81. Бюл. N 19.

2.60. **Пат.** Франции 2.413.837, МКИ H04N9/535; Заявл. 30.12.77. — Опубл. 27.07.79.

2.61. **Европейский пат.** 0207180, МКИ H04N11/18; Заявл. 29.06.85. — Опубл. 01.01.87.

2.62. **А.с.** 1573558 СССР, МКИ H04N11/18. Корректор высокочастотных предыскажений декодера СЕКАМ / Б.Н.Хохлов; Заявл. 13.05.88. — Опубл. 23.06.90. Бюл. N 23.

2.63. **Dubec A.** L'identification des Couleurs Dans Les Résepteurs de Télévision en Couleur // Revue de Radiodiffusion — Télévision. — 1975. — N 39. — P. 13—19.

2.64. **Мовшович А.М.** Построчная цветовая синхронизация цветного ТВ-приемника СЕКАМ // Техника кино и телевидения. — 1982. — N 7. — С. 37—39.

2.65. **Пат.** СССР (заявитель — фирма «Томсон», Франция) 845812, МКИ H04N9/47; Заявл. 15.11.78. — Опубл. 10.07.81. Бюл. N 25.

2.66. **Пат.** Франции 2.279.293, МКИ H04N9/40; Заявл. 16.07.75. — Опубл. 13.02.76.

2.67. **Пат.** ФРГ 2.825.188, МКИ H04N9/47; Заявл. 08.06.78. — Опубл. 13.12.79.

2.68. **Пат.** Франции 1.303.563, МКИ H04N; Заявл. 01.08.61. — Опубл. 06.08.62.

2.69. **Пат.** Франции 2.266.996, МКИ H04N9/44; Заявл. 05.04.74. — Опубл. 31.01.76.

2.70. **Пат.** ФРГ 1.248.708, МКИ H04N; Заявл. 12.06.66. — Опубл. 31.08.67.

2.71. **Поиск**, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах// Под ред. Ю.М.Казаринова. — М.: Сов. радио, 1975. — С. 50.

2.72. **А.с.** 815968 СССР, МКИ H04N9/44. Устройство цветовой синхронизации / Е.З.Сорока; Заявл. 24.05.79. — Опубл. 23.03.81, Бюл. N 11.

2.73. **Пат.** США 4.240.102, МКИ H04N9/50; Заявл. 15.05.79. — Опубл. 16.12.80.

2.74. **А.с.** 1061293 СССР, МКИ H04N9/47. Декодирующее устройство приемника, применяемого в цветном телевидении / А.М.Мовшович, С.П.Кацнельсон, О.Н.Петрунин; Заявл. 31.03.82. — Опубл. 15.12.83, Бюл. N 46.

2.75. **А.с.** 1085016 СССР. МКИ H04N9/44. Устройство цветовой синхронизации / Б.Н.Хохлов; Заявл. 17.05.82. — Опубл. 07.04.84, Бюл. N 13.

2.76. **Пат.** США 4.151551, МКИ H04N9/49; Заявл. 04.08.76. — Опубл. 24.04.79.

2.77. **А.с.** 1753622А1 СССР. МКИ H04N9/44. Устройство цветовой синхронизации декодера СЕКАМ / Б.Н.Хохлов, Ю.В.Завалин и И.Ю.Турчин; Заявл. 15.02.90. — Опубл. 07.08.92, Бюл. N 29.

2.78. **Пат.** Франции 2.099.712 (заявитель — СССР), МКИ H04N9/44; Заявл. 30.07.71. — Опубл. 05.07.72.

2.79. **Возак Л.** Проблемы измерения видеосигнала СЕКАМ // Радио и телевидение. — 1979. — N 1. — С. 27.

2.80. **Хохлов Б.Н.** Контроль цветовых параметров телевизора с помощью векторограмм цветоразностных сигналов // Техника средств связи. Сер. «Техника телевидения». — 1979. — Вып. 3. — С. 84—90.

2.81. **Рекомендация** МККР N 471. Номенклатура сигналов цветных полос.

К главе 3

3.1. **Пат.** Франции 1.509.936, МКИ H04N; Заявл. 14.06.66. — Опубл. 19.11.68.

3.2. **Пат.** Великобритании 150292, МКИ H04N9/38; Заявл. 25.07.74. — Опубл. 01.03.78.

3.3. **Пат.** ФРГ 2.841.542, МКИ H04N9/39; Заявл. 23.09.78. — Опубл. 27.03.80.

3.4. **Пат.** США 4.270.139, МКИ H04N9/50; Заявл. 10.12.79. — Опубл. 26.05.81.

3.5. **Carnt P., Townsend G.** Colour Television. — London: Iliffe Books LTD. — 1969.

К главе 4

4.1. **Пат.** ФРГ 2.048.368, МКИ H04N9/32; Заявл. 01.10.69. — Опубл. 01.10.70.

4.2. **Пат.** ВНР 164541, МКИ H04N5/46; Заявл. 20.05.70. — Опубл. 30.09.75.

4.3. **Пат.** ФРГ 2.616.694, МКИ H04N9/42; Заявл. 15.04.76. — Опубл. 21.10.77.

4.4. **А.с.** 944161 СССР, МКИ H04N9/50. Декодирующее устройство СЕКАМ-ПАЛ/ Б.Н.Хохлов; Заявл. 12.10.78. — Опубл. 15.07.82. Бюл. N 26.

4.5. **Пат.** Великобритании 1.358.551, МКИ H04N9/42; Заявл. 07.05.71. — Опубл. 03.07.74.

4.6. **Chandra Desai, Rocco Shah.** Multistandard Chromasistem // Funkschau. — 1981. — N 16. — S. 66—69.

4.7. **Decodificador** PAL/SECAM Con Los Circuitos Integrados TDA 3560/61 v TDA3590// Revista Miniwatt. — 1981. — Vol. 20, N 10. — P. 336—348.

4.8. **Wolf G.** p^2CCD — Chip with Integrated Filters and Delay Lines for a CTV Decoder // 1983 JEEE International Conference on Consumer Electronics. Rosemont. — Ill. — 1983, 8–10 June. — Dig. Techn. Pap. — P. 150—151.

4.9. **Philips** Components. Analog multi-standard colour decoder ICS TDA4650 and TDA4660. Technical publication IC002.

К главе 5

5.1. **ГОСТ** 18198—85. Приемники телевизионные. Общие технические условия.

5.2. **Хохлов Б.Н.** Режекторные фильтры цветных телевизоров. Техника средств связи. Серия «Техника телевидения». — 1987. — Вып. 3. — С. 19—37.

5.3. **Давыдов Г.Б.** Основы теории и расчета фазокорректирующих цепей // М.: Связьиздат, 1958.

5.4. **А.с.** 440809 СССР, МКИ H04N9/48. Декодирующее устройство системы цветного телевидения СЕКАМ/ И.И.Шабельников; Заявл. 07.04.72. — Опубл. 25.08.74. Бюл. N 31.

5.5. **Пат.** НРБ 17931, МКИ H04N9/40, 9/50; Заявл. 09.11.70. — Опубл. 05.03.74.

5.6. **Wetterbach W., Jacobsen M.** Digitale Videosignalverarbeitung im Farbfernsehempfanger // Fernseh-und Kino-Technik. — 1981. — N 9. — S. 317—324.

5.7. **Хохлов Б.Н.** Дискретные фильтры для разделения сигналов яркости и цветности / Средства связи. — 1989. — Вып.4. — С. 39—43.

5.8. **А.с.** 1665548 СССР, МКИ H04N9/78. Дискретный полосовой фильтр сигнала цветности / Б.Н.Хохлов; Заявл. 21.11.88. — Опубл. 23.07.91. Бюл. N 27.

5.9. **Grieshaber G.** Zenith Comp Filter and Luminance Circuits // Electronic Servicing, 1981. — Vol. 31. — N 4. — P. 6—17.

5.10. **Pritchard D.A.** CCD comb filter for color TV receiver picture enhancement // RCA Review. — Vol. 41. — 1980, March. — P. 3—37.

5.11. **ITT** Semiconductors. CVPU2234 NTSC Comb. Filter Video Processor. W.-Germany. 1986.

5.12. **А.с.** 1478381 СССР, МКИ H04N9/78. Устройство разделения составляющих яркости и цветности сигнала СЕКАМ / Хохлов Б.Н.; Заявл. 10.08.87. — Опубл. 07.05.89. Бюл. N 17.

5.13. **Nishimura K., Tanmatsu Y.** A Delay-line Less Signal Processing Circuit Using a New Surface Acousic Wave Filter for Television Receivers // IEEE Transactions on Consumer Electronics. — 1980. — Vol. CE-26. — N 3. — P. 376—385.

5.14. **Philips.** I²C bus specificarion, 1986.

5.15. **Технические** условия на кинескоп 61ЛК4Ц. ОДО.335.461 ТУ.

5.16. **МЭК.** Публикация 107. Методы, рекомендованные для измерения телевизионных приемников.

К главе 7

7.1. **Meyer H.** Videoendstufen mit geringer Verlustleistung // Funkschau. — 1976. — N 22. — S. 947—948.

7.2. **Amplificadores** de video Complementarios // Revista Miniwatt. — 1976. — Vol. 15, N 8. — P. 283—292.

7.3. **Harlos H.** Integrierte Fernsehschaltungen mit Sperrpunktsregelung // Funk-Technik. — 1983. — H.1. — S. 25—29.

К главе 8

8.1. **Шерайзин С.М.** Адаптивная коррекция и фильтрация телевизионного сигнала. — М.: Радио и связь, 1987.

8.2. **Пат.** 4.597.011 США, МКИ H04N5/14; Заявл. 09.10.82. — Опубл. 24.06.86.

8.3. **А.с.** 1573554 СССР. МКИ H04N5/14. Цифровой корректор формы амплитудно-частотной характеристики яркостного канала цветного телевизионного приемника / Ю.П.Деркач, Л.И.Давыдов, Б.Н.Хохлов; Заявл. 13.05.88. — Опубл. 23.06.90. Бюл. N 23.

8.4. **Пат.** DE3.223.580 ФРГ, МКИ H04N9/535; Заявл. 24.06.82. — Опубл. 29.12.83.

8.5. **А.с.** 320951 СССР, МКИ H04N9/16. Усилитель цветоразностного сигнала / Б.Н.Хохлов, И.И.Шабельников, Заявл. 23.01.70. — Опубл. 04.11.71.

К главе 9

9.1. **Хаяси М., Мураками Ю.** Технология проектирования специализированных динамических ОЗУ // Шарп Гихо. — 1988. — N 39. — С. 63—66

9.2. **Philips** Data handbook. — Integrated circuits. — IC2. — 1986, March. — P. 545—552.

9.3. **А.с.** 1067616 СССР, МКИ H04N9/42. Способ воспроизведения телевизионного изображения / Е.З.Сорока, В.А.Хлебородов; Заявл. 12.08.80. — Опубл. 15.01.84. — Бюл. N 2.

9.4. **Пат.** 162574 ЧССР, МКИ H04N9/40, H03N7/00; Заявл. 08.01.74. — Опубл. 15.03.76.

9.5. **Waterholter H.** Improved Picture Quality (IPQ): The Full-Options IPQ Module // Philips Semiconductors. Report N HVT / AN92007. 1992.

9.6. **Siemens.** ICS for Consumer Electronics. Dig-TV 100 Hz Flicker-Free Television. — Munchen. — 1994.

9.7. **Miyamoto T., Hirose M., Takeshite M.** Picture-in-Picture Digital Color Television Receiver // NEC Research and Development. — 1987. — N 86. — P. 2—69.

9.8. **А.с.** 181725А1 СССР, МКИ H04N9/74. Устройство для воспроизведения дополнительных телевизионных изображений / Б.Н.Хохлов, А.В.Муниц; Заявл. 08.09.89. — Опубл. 23.05.93. Бюл. N 26.

9.9. **Seeliger R.** Picture-In-Picture System. Philips Application Laboratory. Hamburg, Germany. 1992.

9.10. **Siemens.** ICS for Enterainment Electronics. Picture-in-Picture System. SDA9086-3; SDA9087; SDA9088-2. Gefmany. 1991.

9.11. **ITT** Intermetall semiconductors. PIP2250. Picture in Picture Processor. Germany. 1985.

К главе 10

10.1. **Bruton T.** Application and product description of the TDA8395 SECAM decoder. Philips Semiconductors. Report N NTV9102. 1991.

10.2. **Colour** decoder with TDA2560 and TDA2522// Philips Applicazioni Componenti Electronici. — 1975. — Vol. 12, — N 2. — P. 52—59.

10.3. **Michel C.** Der Pal-SECAM-Decoder fur Farbfernsehgerate mit dem CUC-Chassis// Grundig technische Informationen. — 1982. — N 4. — S. 192—194.

10.4. **Junke K.** Ein multistandard Farbdecoder mit nur einer integrierten Schaltung// Funk-Technik. —1983. — Vol. 38, — N 4. — S. 155—157; N 5. — S. 203—205.

10.5. **Pery A., Rufray J.** A fully automatic multistandard TV chrominance decoder// IEEE Transactions on Consumer Electronics. — 1985. — Vol. CE-31, N 3. — P. 147—155.

10.6. **Kelting P.** Der PAL/SECAM Processor TDA3590A and seine Anwendung// Funk-Technik. — 1984, Vol. 39, — N 12. — S. 493—497.

10.7. **Philips** Components. TDA4670 Picture Signal Improvement (PSI) circuit. 1991.

10.8. **Harlos H.** Video processors TDA4680 and TDA4685 // Philips Semiconductors. Report N HTV9003. 1990.

10.9. **Arnold E., Bergmans C.** The multi-standard CTV1000A receiver with the single chip processor TDA8362A. Application Laboratory. Report N ETV/AN93005. Eindhoven, Netherlands. 1993.

10.10. **Хохлов Б.Н.** Приставки ПАЛ в серийных цветных телевизорах. — М.: Радио и связь, 1992.

Оглавление